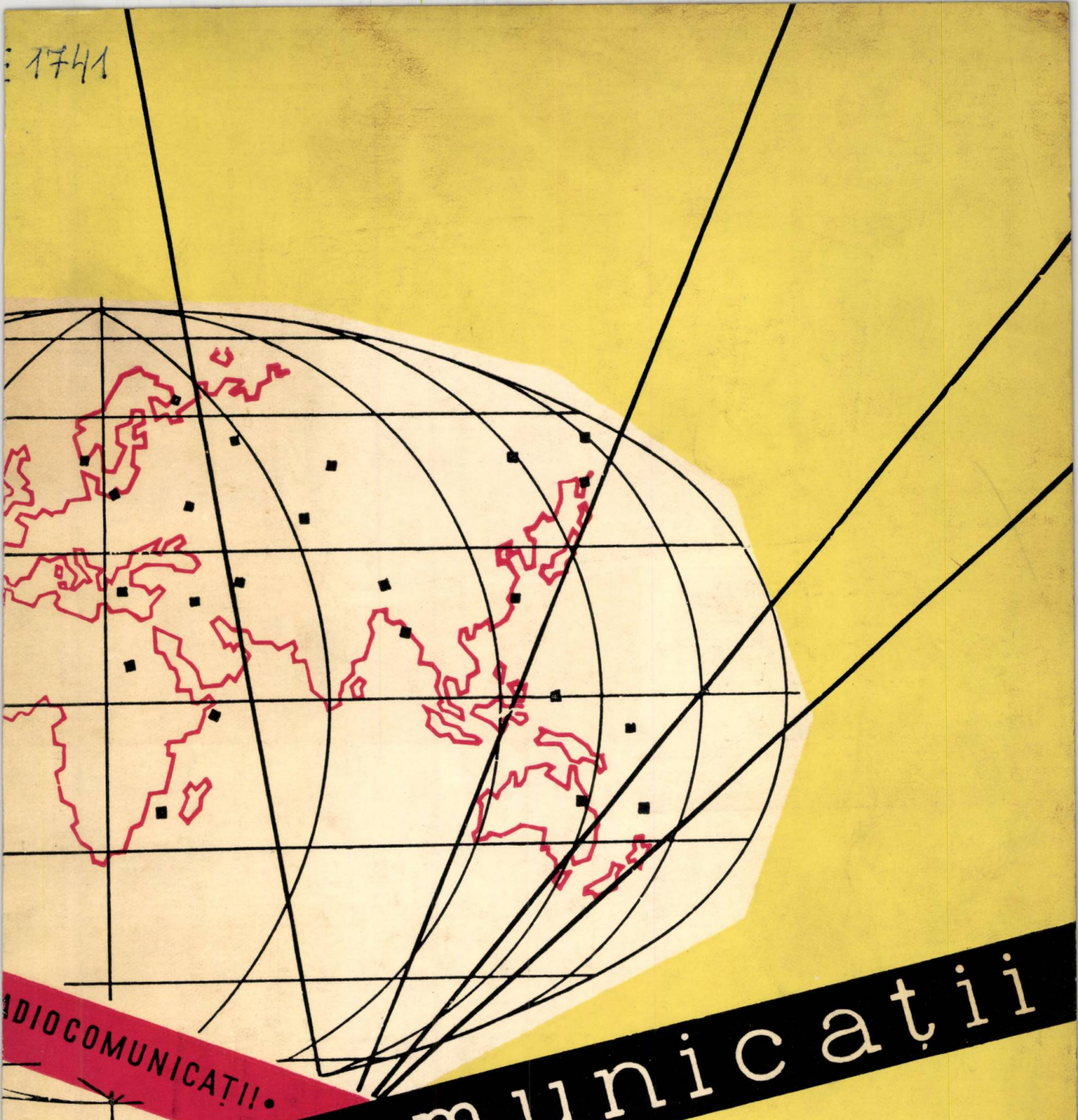
: 1741



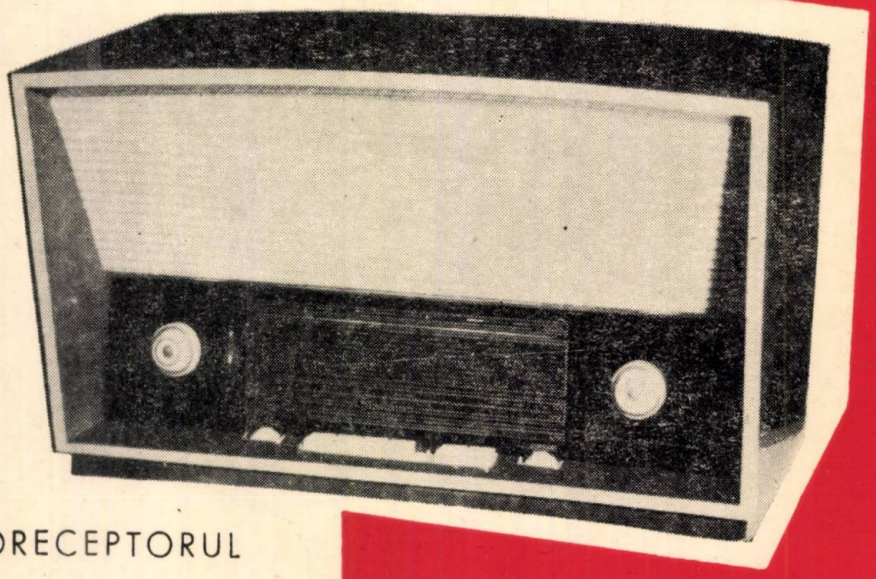
telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE • TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE

1963

1

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 7 ★ Nr. 1 ★ p. 1—40 ★ București ★ ianuarie—februarie 1963



RADIORECEPTORUL

ORIZONT

PRODUS DE UZINELE

Electronica

VĂ OFERĂ O AUDIŢIE PLĂCUTĂ
CU PERFORMANŢE SUPERIOARE
ÎNTR-O PREZENTARE
MODERNĂ ŞI ELEGANTĂ

- 5+2 tuburi electronice
- 5 game de unde
- claviatură cu 7 clape
- indicator optic de acord
- reglaje separate de ton

MM 63

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 7 Nr. 1 ianuarie—februarie

Comitetul de redacție

Ing. I. ANDREESCU, ing. M. BAIER, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU — redactor responsabil, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. I. CONSTANTINESCU, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LAZAROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU.

C U P R I N S

CZ 657.47 : 383+384

I. Constantinescu : **Cu privire la calculul prețului de cost în serviciile de poștă și telecomunicații.**

Se prezintă aspectele principale ale prețului de cost în serviciile de poștă și telecomunicații, cu analiza repartiției cheltuielilor pe sectoare și pe sorturi de prestații.

Telecomunicații, 7, nr. 1. 1963, p. 1—4

CZ 621.37

I. Uidilă : **Aproximarea funcției impedanță (admitanță) la intrare, pentru minimul mediei pătratice a abaterilor, față de valorile date, într-o anumită bandă de frecvență.**

Telecomunicații 7, nr. 1, 1933, p. 4—11

CZ 621.396.6

I. Alexiu, C. Bălănescu, V. Căluneanu, N. Daniliuc și *N. Rusu* : **Circuite elementare de comutație cu miezuri magnetice.**

Se descriu următoarele circuite de comutație cu miezuri magnetice : circuitul de transfer al informației, circuitul de interdicție, invertorul, circuitul SAU, circuitul SAU cu EXCLUDERE, circuitul și trigherul dinamic și trigherul de numărare.

Telecomunicații, 7. nr. 1, 1963, p. 12—18

CZ 621.397.3

Ad. Mateescu : **Influența variației elementelor asupra parametrilor imagini la circuitele defazoare în X.**

Se analizează influența variației valorilor elementelor componente dintr-un defazor asupra parametrilor imagini.

Telecomunicații, 7, nr. 1, 1963, p. 18—25

CZ 621.37

D. Stanomir : **Circuitul echivalent al unui vibrator magnetostrictiv.**

Se prezintă ecuațiile traductorului magnetostrictiv, stabilindu-se relațiile în regim de unde staționare și în regim mixt.

Telecomunicații 7, nr. 1, 1963, p. 25—28

NOI RADIORECEPTOARE ROMÎNEȘTI

CZ 621.396.62 : 621.382.3

E. Mihăilescu : **Radioreceptorul S618T „Miorița"**

Telecomunicații, 7, nr. 1, 1963, p. 29—32

NOTE	32—33
CRONICĂ	34—35
REFERATE	35—40
RECENZII	40—41

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS ÖSSZPONT 383

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R. P. R. — Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor. Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică nr. 2 — București — c. 2.

telecomunicații

Anul VII • nr. 1 • ianuarie—februarie

MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883 ORSZÁGOS

Prof. Ing. ION CONSTANTINESCU

Cu privire la calculul prețului de cost în serviciile de poștă și telecomunicații

CZ 657.47 :383+384

Într-un număr anterior al revistei noastre (nr. 4/1960) s-a schițat în linii generale problema prețului de cost în poștă și telecomunicații. În articolul de față se dau detaliile necesare pentru efectuarea în mod practic a acestui calcul.

Calculul prețului de cost în serviciile de poștă și telecomunicații ar constitui o operație cît se poate de simplă, dacă evidențele statistice și contabile necesare, ar fi aranjate sub forma cerută de acest calcul.

De aceea toată greutatea pentru efectuarea acestui calcul, se reduce la revizia, formularea din nou și sistematizarea acestor evidențe statistice și contabile spre a le face să corespundă exact scopului pentru care ele au fost create, adică pentru calculul prețului de cost.

Aceste operații pot fi conduse cu ușurință dacă se ține seama de principiile expuse în cele ce urmează:

Structura serviciilor și a cheltuielilor

În administrațiile de poștă și telecomunicații sînt de reținut următoarele șapte sectoare importante și anume: poșta, telegraful, telefonul local, telefonul interurban, radioficarea, radiodifuziunea și televiziunea.

În fiecare din aceste sectoare conducerea este interesată să cunoască rezultatele exploatării, rezultate care să-i permită a lua măsuri ca unele din aceste sectoare să nu fie prea deficitare și altele prea excedentare.

Dacă veniturile se pot cunoaște cu ușurință pentru fiecare din aceste sectoare, situația cheltuielilor nu este totdeauna destul de clară dacă nu se procedează la o revizie judicioasă a conturilor în sensul arătat mai sus.

Cheltuielile de exploatare care servesc la efectuarea acestui calcul cuprind următoarele cinci categorii de cheltuieli:

1) Cheltuielile făcute cu salariile personalului operator și taxator.

2) Cheltuielile de întreținere a liniilor și instalațiilor, cuprinzînd atît materialul cît și personalul corespunzător.

3) Cheltuielile de transport și distribuție necesare pentru operațiile poștale.

4) Amortismentul liniilor și instalațiilor de poștă și telecomunicații.

5) Cheltuielile generale făcute cu personalul de conducere din administrația centrală, din direcțiile regionale și din oficii.

Aceste cheltuieli urmează să fie trecute în conturi separate pentru fiecare din cele șapte sectoare citate mai sus.

Repartiția cheltuielilor pe sectoare

Să vedem acum cum se poate face această operație, în fiecare din categoriile arătate mai sus.

a) *Cheltuielile cu salariile personalului operator*

a_1) Majoritatea cheltuielilor de la punctele 1 și 2 se referă la salariații care lucrează la un singur sector. Pentru aceștia cheltuielile se pot separa pe conturi prin statele de salarii. Astfel se întocmesc state separate pentru fiecare din cele șapte sectoare, fiecare stat purtînd numărul de cont desemnat sectorului respectiv. Se întocmesc de asemenea state separate pentru personalul de transport (vagoane poștale) și personalul de distribuție (factori rurali). Acestea din urmă primesc un cont separat în cadrul sectorului poștal.

a_2) Salariații care lucrează la două sau trei sectoare sînt relativ puțini la număr. Pentru a separa pe conturi și salariile acestora, fiecare salariat întocmește un raport de activitate conform modelului alăturat (tabela 1).

Salariatul are de completat în fiecare zi un singur rînd din cele 31 rînduri ale raportului, notînd în coloana fiecărui cont la care el lucrează numărul orelor și minutelor socotite după aprecierea lui. Minutele pot fi rotunjite la sferturi de oră (15, 30, 45 minute).

Statele acestui personal se fac separat, repartizîndu-se salariul total în părți proporționale

cu orele lucrate la fiecare cont (al fiecărui sector).

Repartiția aceasta se face la întocmirea statelor după cum urmează:

Tabela 1

Direcțiunea Generală . . . .
Raionul . . . . . .
Oficiul . . . . . Luna . . . .196 . . .

RAPORT LUNAR DE ACTIVITATE

a salariatului . . . . . avînd gradul . . . și salariul bugetar . . . . . .

Ziua	Descrierea succintă a lucrării	Orele lucrate la contul					
		Nr.		Nr.		Nr.	
		ore	min	ore	min	ore	min
1							
2							
3							
. . . . 29							
30							
31							
	Total						

Să presupunem că unul dintre salariații cuprinși în statul de plată a lucrat n_1 ore la contul însemnat aci cu cifra 1, n_2 ore la contul 2 și n_3 ore la contul 3.

Totalul orelor dintr-o lună fiind $n = n_1 + n_2 + n_3$ poate fi luat pentru simplificare egal cu 200.

În procente salariatul a lucrat $\frac{n_1}{200} = 0{,}005\ n_1$ la contul 1, $0{,}005\ n_2$ la contul 2 și $0{,}005\ n_3$ la contul 3.

Partea aferentă a salariatului total, S, pentru fiecare cont va fi atunci, respectiv, $0{,}005\ n_1 S$; $0{,}005\ n_2 S$; $0{,}005\ n_3 S$.

Este evidentă o mică greutate în efectuarea acestei operații, dar ea nu durează decît cîteva minute pe lună, pentru salariatul care întocmește statele.

Fiecare oficiu trimite lunar direcției regionale o situație cu totalul sumelor achitate la fiecare cont.

Direcția regională totalizează pe conturi situațiile primite de la oficiile din regiune și situația globală a acestor totaluri este trimisă la direcția generală. Aceasta totalizează cheltuielile pe întreaga țară în fiecare lună și apoi pe an.

b) *Cheltuielile cu personalul Direcției generale și cel de conducere*

Cheltuielile cu personalul de la Direcția generală se pot separa pe cele șapte sectoare, prin metoda statelor la o parte din personal și prin metoda rapoartelor de activitate pentru personalul care lucrează la mai multe conturi.

Repartizarea cheltuielilor cu personalul de conducere din oficii, raioane, direcții regionale și din direcția generală se poate face de exemplu în părți proporționale cu veniturile fiecărui sector și aceasta se poate face numai la sfîrșitul anului la direcția generală.

c) *Cheltuielile de întreținere*

c_1) Cheltuielile de întreținere de la punctul 2 se repartizează în ceea ce privește personalul după metodele arătate mai sus.

c_2) Materialele de întreținere curentă se repartizează la cele șapte sectoare atunci cînd ies din depozit adică atunci cînd se știe ce întrebuințare li se dă.

Cheltuielile de întreținere a liniilor telegrafului și telefonului se pot repartiza acestor servicii proporțional cu numărul firelor acestora. În cazul sistemelor cu multe căi, repartiția se poate face pe baza lărgimii benzii de frecvență ocupată de fiecare serviciu.

c_3) Celelalte materiale necesare reparațiilor capitale și lucrărilor de investiții se vor repartiza la conturile mijloacelor fixe, conform indicațiilor din proiecte și din devizele lucrării.

Fiecare cont al mijloacelor fixe trebuie să conțină utilaje aparținînd numai unui singur sector cu excepția clădirilor, cînd acestea sînt comune mai multor sectoare. De asemenea un cont nu trebuie să conțină utilaje cu amortismente diferite adică cu vieți de servicii diferite. De exemplu stîlpii și firele unei linii aeriene trebuie să figureze în conturi diferite, fiindcă au vieți de serviciu diferite.

d) *Amortismentele*

Investițiile intervin în cheltuielile de exploatare prin amortismentele individuale ale utilajelor fiecărui sector.

Amortismentul clădirilor care sînt comune mai multor sectoare și întreținerea acestora, cu iluminatul și încălzirea lor, se repartizează celor șapte sectoare proporțional cu suprafața ocupată de fiecare sector.

Evidența cheltuielilor de la punctele c) și d) repartizate la cele șapte sectoare se poate ține la direcțiile regionale și comunica lunar sau anual Direcției generale.

Repartiția cheltuielilor pe sorturi de prestații și calculul prețului de cost

În cele ce preced s-a arătat cum se pot repartiza cheltuielile pe sectoare. Rămîne acum să vedem cum se face repartiția cheltuielilor în cadrul aceluiași sector pe diferitele sorturi de prestații ale sectorului și apoi cum se face calculul prețului de cost.

Serviciul poștal

În cadrul serviciului, poștal pe lîngă cheltuielile făcute cu personalul taxator la prezentare și cu personalul operator la cartare, mai intervin și

cheltuielile de distribuție prin factorii urbani și rurali precum și cheltuielile de transport cu vagoanele poștale. Primele din aceste cheltuieli se vor repartiza pe sorturi de prestații poștale — scrisori simple, recomandate, mandate poștale, colete, mesagerii etc. — proporțional cu volumul traficului pentru fiecare sort și cu norma sortului.

Simplul volum al traficului nu dă însă o imagine fidelă a efortului făcut pentru realizarea unei anumite prestații. Trebuie ținut seama și de normă, adică de timpul necesar pentru efectuarea prestației considerate.

Dacă t_i este norma în ore pentru efectuarea prestației din sortul „i", iar N_i este volumul traficului adică numărul prestațiilor din sortul „i" făcute în cursul unui an, atunci timpul necesar pentru efectuarea celor N_i prestații va fi $T_i = t_i N_i$.

Timpul total consumat pentru efectuarea tuturor sorturilor poștale va fi:

$$T_t = t_1 N_1 + t_2 N_2 + \ldots + t_i N_i + \ldots + t_m N_m;$$

indicii 1, 2, ... i ... m, se referă la cele m sorturi din serviciul poștal.

Numărul anual al corespondenței neînregistrate se deduce din sondajele ce se fac de obicei semestrial.

Dacă cheltuiala totală din sectorul poștal fără cheltuielile de transport și distribuție este C_t, atunci cheltuiala aferentă sortului „i" va fi:

$$C_i = \frac{T_i}{T_t} C_t = \frac{C_t}{T_t} T_i.$$

Prin urmare, cheltuiala aferentă sortului „i" este proporțională cu timpul T_i necesar pentru efectuarea celor N_i prestații din sortul „i", în cursul unui an, iar coeficientul de proporționalitate este raportul dintre cheltuiala totală C_t, făcută cu sectorul poștal, și timpul total T_t, consumat efectiv pentru efectuarea întregului serviciu poștal.

Este evident că pentru cheltuielile de transport și distribuție este greu să se stabilească norme de timp pentru fiecare sort.

De aceea aceste cheltuieli, socotite separat, se vor repartiza pe sorturi proporțional cu veniturile anuale ale fiecărui sort. Dacă C_i' este cheltuiala astfel repartizată sortului „i", atunci prețul de cost al prestației din sortul „i" va fi:

$$P_i = \frac{C_i + C_i'}{N_i}$$

și se află printr-o simplă împărțire.

Serviciul telegrafic

În telegraf numărul sorturilor se limitează la telegramele simple, urgente, fulger și telegrame-mandat, măsurate în număr de cuvinte.

Pentru calculul prețului de cost putem considera ca simple toate aceste telegrame, întrucît ele nu diferă decît prin preferința ce se dă unora față de altele. Traficul telegrafic se reduce deci la un singur sort, și anume la cuvîntul transmis.

Prețul de cost se obține împărțind cheltuiala de exploatare a serviciului telegrafic cu numărul cuvintelor transmise pe an.

Taxele vor cuprinde, pe lîngă prețul de cost, și o cotă necesară acumulării socialiste, mai mică la telegramele simple și relativ mai mare la telegramele urgente și la cele fulger.

Serviciul telefonic

În telefonie nu este vorba de prestații, ci de punerea unor instalații la dispoziția abonaților sau a publicului.

1. În serviciul telefonic local avem în general patru categorii de rețele și anume:

a) Rețele cu o centrală pînă la 100 linii.
b) Rețele cu o centrală pînă la 1 000 linii.
c) Rețele cu o centrală pînă la 10 000 linii.
d) Rețele cu mai multe centrale.

Cheltuielile de exploatare se determină în medie separat pentru fiecare categorie de rețea. Aceste cheltuieli se împart respectiv la numărul existent al abonaților. Se obține astfel prețul de cost inițial al unui abonament. Acest preț de cost ar putea fi luat egal cu abonamentul, avînd în vedere că în cursul anilor ce urmează numărul abonaților crește simțitor și atunci prețul de cost scade în mod proporțional. Menținînd însă în vigoare abonamentul inițial, avem un surplus de venituri peste prețul de cost, care merge la acumularea socialistă.

Taxele de instalație și de mutare trebuie să cuprindă cheltuielile făcute cu instalarea sau cu reinstalarea postului telefonic.

2. În rețeaua interurbană prețul de cost al unei convorbiri este proporțional cu durata și cu distanța la care se efectuează convorbirea. Distanțele pot fi alese în progresie geometrică, cum ar fi de exemplu distanțele de 50, 100, 200, 400, 800 km etc.

Se calculează atunci cheltuielile de exploatare medii pe fiecare din aceste distanțe și aceste cheltuieli se împart cu numărul mediu al minutelor de convorbire efectuate pe aceste distanțe în ultimii trei ani. Se găsește astfel un preț de cost mediu pe fiecare distanță și pe minut de convorbire. Prețul este valabil în momentul cînd se face calculul. Acest preț se poate lua ca bază pentru întocmirea tarifului însă, cu timpul, numărul minutelor de convorbire crește și prețul de cost scade.

Menținîndu-se tariful inițial cîtva timp, avem astfel venituri suplimentare prin scăderea prețului de cost, venituri care merg la acumularea socialistă.

Cînd, prin creșterea traficului, scăderea prețului de cost ajunge prea mare, trebuie să se mai scadă și taxele pe minut de convorbire.

Serviciul de radioficare, radiodifuziune şi televiziune

La radioficare, radiodifuziune şi televiziune avem de-a face cu abonaţi la care abonamentul trebuie să fie cel puţin egal cu preţul de cost al serviciului oferit, preţ de cost care este cîtul dintre cheltuielile de exploatare şi numărul abonaţilor. Şi aici este necesară o ajustare din timp în timp a taxelor de abonament, fiindcă prin înmulţirea abonaţilor preţul de cost scade în mod proporţional şi, dacă se întîrzie prea mult, tarifele pot deveni mai costisitoare.

Din cele ce preced se vede cît de important este calculul preţului de cost, necesar atît pentru întocmirea unor tarife echitabile cît şi pentru urmărirea variaţiilor pe care le încearcă el în cursul timpului. Preţul de cost sub forma de sarcini anuale ale instalaţiilor mai intervine însă într-o sumă de probleme economice importante, privitoare la dimensionarea judicioasă a instalaţiilor, atît la proiectarea cît şi la alegerea celor mai economice tipuri de instalaţii, alegere care implicit contribuie la scăderea preţului de cost al serviciilor prestate.

Ing. I. UIDILĂ

Aproximarea funcţiei impedanţă (admitanţă) la intrare, pentru minimul mediei pătratice a abaterilor, faţă de valorile date, într-o anumită bandă de frecvenţă

C.Z. 621.37

I. INTRODUCERE

Cercetările asupra comportării reţelelor electrice în regim permanent sinusoidal, pot fi împărţite în două mari grupe : a) cercetări care caută să determine caracteristicile de frecvenţă ale reţelelor electrice date (analiza reţelelor), b) cercetări care caută să determine reţelele electrice care corespund la caracteristici de frecvenţă date (sinteza reţelelor).

Trebuie de asemenea să amintim că în cercetările de sinteză a reţelelor, există două probleme complet distincte ca tratare:

a) prima problemă o constituie determinarea funcţiei de variabilă complexă, a cărei parte reală şi parte imaginară, pentru axa imaginară a planului variabilei curente, aproximează, într-o bandă de frecvenţă, partea reală şi partea imaginară a impedanţei la intrare a unui dipol ; impedanţa la intrare a dipolului, se determină pe cale experimentală sau se dă sub formă de funcţie algebrică, care nu satisface condiţiile de realizabilitate fizică, cu elelemente concentrate (problema de aproximare) ;

b) a doua problemă întîlnită în procesul de sinteză o constituie determinarea reţelei electrice care corespunde funcţiei de variabilă complexă realizabilă fizic (problema de sinteză propriu-zisă).

Din literatura tehnică existentă, cercetătorul are la îndemînă date multiple şi sistematizate asupra sintezei propriu-zise a dipolilor şi cuadripolilor şi date mai sumare asupra sintezei multipolilor.

Există de asemenea date suficient de numeroase cu privire la aproximarea caracteristicilor de frecvenţă ale cuadripolilor, însă în mai mică măsură s-au făcut cercetări asupra aproximării caracteristicilor de frecvenţă ale dipolilor.

Lucrarea de faţă îşi propune să aducă o contribuţie la această problemă, prin elaborarea unei metode de aproximare a caracteristicilor de frecvenţă ale dipolului, pentru minimul mediei pătratice a abaterii, faţă de valorile date, într-o anumită bandă de frecvenţă.

Necesitatea elaborării acestei metode a fost impusă de nevoile producţiei de a putea construi reţele corectoare de impedanţă, sau reţele de echilibrare, pentru liniile telefonice echipate cu filtre de linie şi amplificate în frecvenţă vocală.

Metode pentru aproximarea părţii reale şi părţii imaginare a impedanţei la intrare a unui dipol au fost studiate de : Fenyves [8], Schultze [9], Bauen [10], Darlington [11], Krägeloch [12].

Principiul acestor metode se poate găsi în lucrările enumerate în bibliografia dată la sfîrşitul articolului. Dezavantajul tuturor acestor metode constă în faptul că nu se pot verifica condiţiile de realizabilitate fizică a funcţiei de aproximare, decît după ce operaţia de aproximare a fost complet terminată. De cele mai adeseori funcţia de aproximare, aproximează satisfăcător graficele de impedanţă date, dar nu satisface condiţiile de realizabilitate fizică şi operaţia de aproximare trebuie reluată.

Metoda propusă în lucrarea de faţă caută să îndeplinească condiţiile de realizabilitate fizică a funcţiei de aproximare, simultan cu operaţia de aproximare, evitînd prin acest procedeu calcule matematice ancombrante. Metoda caută, de asemenea, să determine o funcţie de aproxi-

mație cu un grad cît mai mic, pentru o funcție de aproximat dată, o eroare de aproximare dată și o gamă de frecvență dată.

În acest scop s-a dat o metodă de îmbunătățire a procedeului de aproximare.

II. CONDIȚIILE NECESARE ȘI SUFICIENTE CA O FUNCȚIE DE VARIABILĂ COMPLEXĂ SĂ CORESPUNDĂ IMPEDANȚEI (ADMITANȚEI) UNUI DIPOL REALIZABIL FIZIC CU ELEMENTE CONCENTRATE

Pentru a putea urmări satisfacerea condițiilor de realizabilitate fizică în cazul problemei care ne interesează, am pus aceste condiții sub forma :

1. funcția $Z(p)$ să fie o fracție rațională ;
2. funcția $Z(p)$ să fie reală, cînd variabila complexă (p) este reală ;
3. polii funcției $Z(p)$ situați pe axa imaginară (p) să fie simpli, iar reziduul funcției $Z(p)$ pentru acești poli să fie o valoare reală și pozitivă ;
4. funcția $Z(p)$ să fie analitică în semi planul drept ;
5. partea reală a funcției $Z(p)$ să fie nenegativă pentru toate valorile axei imaginare (p).

Ținînd seamă de cele cinci condiții necesare și suficiente enumerate mai sus, funcția impedanță se poate pune sub forma dată de relația (1)

$$Z(p) = \frac{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \ldots + a_n}{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \ldots + b_m} =$$

$$= H \frac{(p - p_1)(p - \dot{p}_1) \ldots (p - p_{n-1})(p - \dot{p}_{n-1})}{(p - p_{10})(p - \dot{p}_{10}) \ldots (p - p_{m-1})(p - \dot{p}_{m-1})} \quad (1)$$

unde : $a_0, a_1, \ldots a_n$; $b_0, b_1 \ldots b_n$; sînt valori reale,

m, n, sînt numere întregi și pozitive care diferă între ele cu cel mult o unitate,

$Re(p_i) \leqslant 0$; $Re[p_{i0}] \leqslant 0$; $\dot{p}_{i0}$ este complex conjugat cu p_{i0}. H, este un număr real ;

$Re[(Z(p)] \geqslant 0$ cînd $Re[p] = 0$.

Amintim că în cazul general nu există o legătură univocă între partea reală și partea imaginară a impedanței unui dipol. Dipolii a căror impedanță la intrare are legătură univocă între partea reală și imaginară, se numesc dipoli de rezistență minimă și de reactanță minimă.

Impedanțele de rezistență și reactanță minimă par indicate să fie folosite în problema de aproximare pe care o urmărim, deoarece permit aproximarea numai a componentei reale, respectiv imaginare, și nu a ambelor componente simultan.

În mod teoretic am putea aproxima oricare din cele două componente, deoarece componenta neaproximată se determină univoc din componenta aproximată.

Considerațiuni de realizabilitate fizică a funcției de aproximare, ne obligă să aproximăm cu exclusivitate componenta reală a impedanței de aproximat.

Pentru a evita posibilitatea neîndeplinirii condițiilor de realizabilitate fizică, după ce operația de aproximare a fost terminată, am pornit de la aproximarea părții reale a funcției de aproximat, cu ajutorul părții reale a unor funcții elementare de forma unor fracții raționale cu coeficienți reali, care posedă poli complex conjugați în semiplanul stîng al variabilei (p).

Alegerea acestor funcții elementare, permite satisfacerea primelor patru condiții de realizabilitate fizică a funcției de variabilă complexă.

Condiția 5) de realizabilitate fizică se asigură prin alegerea potrivită a funcțiilor elementare și prin urmărirea graficului de aproximare, ca el să nu intersecteze în niciun punct axa absciselor.

Metoda de aproximare, după cum am mai amintit, se bazează pe presupunerea că între partea reală și partea imaginară a funcției impedanță, există o relație univocă. S-ar putea prin urmare obiecta că metoda n-are caracter de generalitate (partea reală nu este independentă de partea imaginară).

Menționăm că generalitatea problemei se păstrează deoarece :

a) toate rețelele electrice fizice sînt construite cu elemente disipative (rețele pasive). Din punct de vedere matematic aceasta înseamnă, că impedanțele corespunzătoare dipolilor astfel construiți, au polii și zerourile situați în semiplanul stîng (p). Sînt prin urmare funcții impedanță de reactanță minimă.

b) se poate modifica partea reală a funcției de aproximat, în afara domeniului de aproximare, de așa manieră, ca partea imaginară univoc legată de partea reală astfel modificată, să aproximeze partea imaginară dată, în domeniul de aproximare, cu o eroare dată. Evident că în acest caz nu vom mai aproxima partea reală dată, ci partea reală modificată.

III. APROXIMAREA PĂRȚII REALE A FUNCȚIEI IMPEDANȚĂ DE REACTANȚĂ MINIMĂ

Funcția impedanță de reactanță minimă, se poate pune sub forma dezvoltării în fracții simple, așa cum arată formula (3). Menționăm că formula (3), pentru simplificarea procedeului de aproximare, nu cuprinde cazul polilor multipli, iar reziduurile se află numai în semiplanul drept (p).

$$Z(p) = R + \sum_{n=1}^{n=i} \frac{a_n}{p - p_n} + \sum_{v=i+1}^{v=m} \left(\frac{k_v}{p - p_v} + \frac{\dot{k}_v}{p - \dot{p}_v} \right) \quad (3)$$

unde : R este real și pozitiv ; a_n este real ; p_n real > 0.

$k_v = c_a + jc_b$; $\dot{k}_v = c_a - jc_b$; c_a real > 0 ;

c_b real.

$p_v = -\sigma_v + j\omega_v$; $\dot{p}_v = -\sigma_v - j\omega_v$; σ_v, ω_v reali > 0 ;

$Re\,[Z(j\omega)] \geqslant 0$ pentru $0 \leqslant \omega \leqslant \infty$;m, număr întreg.

Expresia (3) ne arată că o funcție impedanță poate fi pusă sub forma unei sume de funcții elementare de trei tipuri. Aceste funcții vor fi numite în cele ce urmează, funcții de tipul 1), 2), 3).

Vom înțelege de asemenea prin partea reală a funcției elementare, partea reală pentru $Re\,(p) = 0$.

Funcția 1) este constantă în raport cu frecvența complexă (p).

Funcția 2) este o fracție rațională, care are o constantă ca numărător, iar ca numitor un polinom de variabilă complexă cu un zero pe axa reală și negativă (p).

Funcția 3) este o fracție rațională care are ca numărător un polinom de gradul unu, cu un zero pe axa reală a planului (p), și ca numitor, un polinom de gradul doi, cu două rădăcini complex conjugate așezate în semiplanul stîng (p).

Partea reală a funcției impedanță dată de relația (3) se poate pune sub forma: (5)

$$Re\,[Z(j\omega)] = R + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{n=i}\left(\frac{a_n}{p-p_n} + \frac{a_n}{-p-p_n}\right)\Bigg|_{p=j\omega} + \frac{1}{2}\sum_{n=i+1}^{v=m}\left(\frac{k_v}{p-p_v} + \frac{k_v^*}{p-p_v^*} + \frac{k_v}{-p-p_v} + \frac{k_v^*}{-p-p_v^*}\right)\Bigg|_{p=j\omega} \tag{5}$$

În cele ce urmează vom examina variația părții reale a funcțiilor elementare de cele trei tipuri, pentru diverse valori ale parametrilor de care depind funcțiile elementare.

Pentru a reduce numărul graficelor care reprezintă partea reală a funcțiilor elementare, s-a trecut la normarea acestor grafice în raport cu parametrii de care depind.

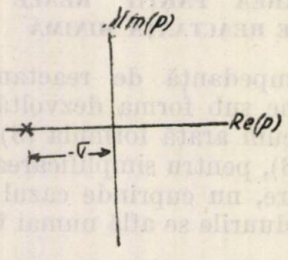


Fig. 1. Poziția în planul (p) a polului funcției elementare de tipul 2).

III. 1. Funcția elementară de tipul 2) are diagrama vectorială arătată în fig. 1 și posedă expresia analitică (6):

$$Z_2(p) = \frac{a}{p-p_n} = \frac{a}{p+\sigma} \tag{6}$$

Relațiile (7′) și (7) reprezintă partea reală a funcției elementare de tipul 2).

$$Re\,[Z_2(j\omega)] = \frac{a}{\sigma}\,\frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\sigma}\right)^2} \tag{7'};$$

$$\frac{\sigma}{a}\,Re\,[Z_2(j\omega)] = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\sigma}\right)^2} \tag{7}$$

Din formula (7′) se observă că deși partea reală este dependentă de doi parametri (a și σ), și ar fi necesare două infinități de curbe

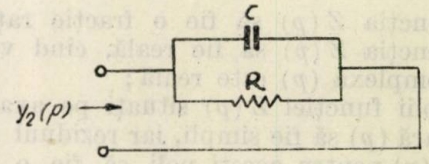


Fig. 2. Sinteza funcției elementare de tipul 2) realizabilă fizic.

pentru a exprima toate funcțiile posibile de tipul (7′); prin reprezentarea curbei (7) într-un grafic cu ordonatele și abscisele la scară logaritmică, este suficientă o singură curbă. În adevăr, oricare din cele două infinități de curbe se obține prin translația curbei amintite, în lungul axei ordonatelor, cu valoarea $\left(\ln\cdot\frac{a}{\sigma}\right)$, iar în lungul axei absciselor cu valoarea $(\ln.\sigma)$.

Funcția $Z_2(p)$, privită ca o admitanță $Y_2(p) = \frac{1}{a}p + \frac{\sigma}{a}$, ne arată că ea poate fi sintetizată printr-un circuit derivație format dintr-o capacitate de valoare $\frac{1}{a}$ și o rezistență de valoare $\frac{a}{\sigma}$ așa cum arată fig. 2 și relațiile (10′)

$$c = \frac{1}{a};\quad R = \frac{a}{\sigma}; \tag{10'}$$

III. 2. Funcția elementară de tipul 3) este dată de relația (11):

$$Z_3(p) = \frac{2C_a\cdot p + 2(\omega_v C_b - \sigma_v\cdot C_a)}{p^2 + p\cdot 2\sigma_v + (\sigma_v^2 + \omega_v^2)}. \tag{11}$$

Partea reală a funcției elementare de tipul 3) este dată de expresia (12):

$$Re\,[Z_3(j\omega)] = \frac{2C_a}{\sigma_v}\cdot\frac{\left(1-\frac{C_b}{C_a}\cdot\frac{\omega_v}{\sigma_v}\right)\left(1+\frac{\omega_v^2}{\sigma_v^2}-\frac{\omega^2}{\sigma_v^2}\right)+2\frac{\omega^2}{\sigma_v^2}}{\left[1+\frac{\omega_v^2}{\sigma_v^2}-\frac{\omega^2}{\sigma_v^2}\right]^2+4\frac{\omega^2}{\sigma_v^2}} \tag{12}$$

Funcția elementară de tipul 3), poate fi realizabilă fizic sau poate să nu fie realizabilă fizic.

Funcția este realizabilă fizic dacă $Re\,[Z_3(j\omega)] \geqslant 0$

Pentru $Re\,(p) = 0$

Aceasta revine la a spune că $\frac{c_a}{|c_b|} \geqslant \frac{\omega_v}{\sigma_v}$ (13)

Relația (13) poate fi exprimată în cuvinte în felul următor: funcția elementară de tipul 3) este realizabilă fizic, pentru o poziție dată a po-

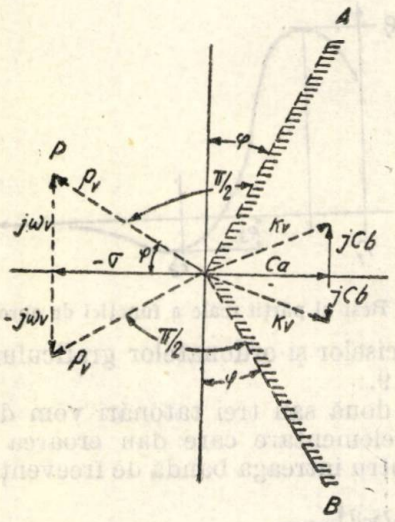


Fig. 3. Poziția în planul (p) a polilor și reziduurilor funcției elementare de tipul 3), realizabilă fizic.

lului ei, dacă reziduul funcției elementare, se mișcă în interiorul sau pe conturul zonei hașurate din figura 3, mărginită de cele două semidrepte infinite A și B.

Tot din figura 3 se mai poate observa că unghiul dintre semidreapta A (respectiv B) și polul funcției elementare (respectiv polul conjugat al funcției elementare) este egal cu $\frac{\pi}{2}$.

În cazul în care funcția elementară de tipul 3 îndeplinește condițiile (13), ea poate fi sintetizată sub forma unui dipol așa cum arată

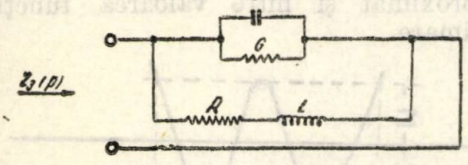


Fig. 4. Sinteza funcției elementare de tipul 3), realizabilă fizic.

fig. 4. Elementele componente ale acestui dipol se pot determina cu ajutorul formulelor (16)

$$C = \frac{1}{2C_a}; \quad \frac{G}{C} = \sigma_v + \frac{C_b}{C_a}\omega_v;$$

$$L = 2\frac{C^3}{(C_a^2 + C_b^2)\omega_v^2}; \quad \frac{R}{L} = \sigma_v - \frac{C_b}{C_a}\omega_v. \qquad (16)$$

În cazul în care reziduul funcției elementare depășește zona hașurată indicată mai înainte, funcția elementară încetează să mai fie realizabilă fizic, dar funcția $Z(p)$ din care derivă această funcție elementară, continuă să rămînă realizabilă fizic.

Din relația (12) se vede că partea reală a funcției elementare de tipul 3) depinde de patru parametri primari (σ_v, ω_v, c_a, c_b) sau de patru parametri secundari $\left(\frac{c_b}{c_a}, \frac{\omega_v}{\sigma_v}, c_a, \sigma_v\right)$.

Există prin urmare patru infinități de curbe care dau variația părții reale în funcție de frecvență, a funcției elementare de tipul 3). Se poate arăta că nu este necesar să fie calculate punct cu punct decît două infinități de curbe; restul de două infinități fiind obținute din curbele deja calculate, prin înmulțirea scării ordonatelor cu valoarea $\left(\frac{2C_1}{\sigma_v}\right)$ și a scării absciselor cu factorul σ_v).

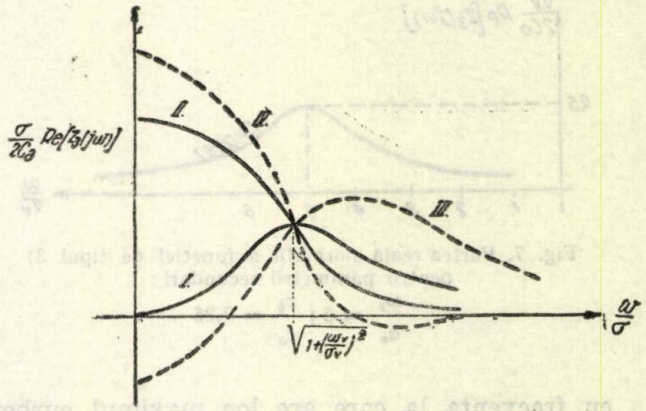


Fig. 5. Curbe normate pentru partea reală a funcției elementare de tipul 3).

Pentru $\frac{C_b}{C_a}$ = constant; $\frac{\omega_v}{\sigma_v}$ = parametru variabil, au fost calculate punct cu punct curbele normate corespunzătoare, obținîndu-se grafice de tipul celor reprezentate în fig. 5.

IV. FOLOSIREA CURBELOR PĂRȚII REALE A FUNCȚIILOR ELEMENTARE

Să presupunem că partea reală a impedanței unui dipol este reprezentată prin graficul din fig. 6. Din grafic se vede că partea reală de aproximat, are maxime pentru frecvențele f_1 și f_3 și un minim pentru frecvența f_2. Se mai vede că partea reală tinde către zero, cînd frecvența crește nelimitat. Dacă examinăm graficele prezentate în fig. 5, observăm de asemenea că toate curbele tind către zero, cînd frecvența crește nelimitat. Este deci indicat ca aproximarea părții reale date, să începă de la frecvențele cele mai ridicate, către frecvențele joase.

Să presupunem că din graficele de tipul celor date în fig. 5, curba cu parametrii secundari $\left(\frac{C_b}{C_a} = 0{,}25\,;\ \frac{\omega_v}{\sigma_v} = 5{,}00\right)$ reprezentată în fig. 7, aproximează suficient de bine, curba dată, în vecinătatea frecvenței f_3.

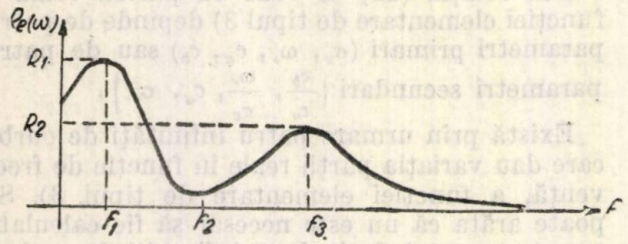


Fig. 6. Graficul părții reale al funcției de aproximat.

Pentru a trece de la curba dată în mărimi normate, la curba dată în mărimi nenormate, vom pune condiția ca frecvența f_3 să fie egală

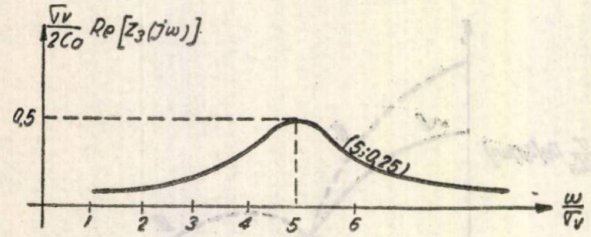


Fig. 7. Partea reală normată a funcției de tipul 3) pentru parametrii secundari:

$$\frac{\omega_v}{\sigma_v} = 5\,;\ \frac{c_b}{c_a} = 0{,}25$$

cu frecvența la care are loc maximul curbei normate din fig. 7.

$\frac{2\pi f_3}{\sigma_v} = 5$; punem de asemenea condiția ca maximele celor două curbe pentru frecvența f_3 să fie egale ca valoare:

$$\frac{\sigma_v}{2C_a} \cdot R_2 = 0{,}5.$$

Din aceste ultime două relații deducem valorile parametrilor σ_v și c_a, și deci factorii cu care trebuie să multiplicăm axa ordonatelor și axa absciselor pentru graficul din fig. 7.

Am determinat prin urmare o curbă nenormată, care aproximează curba dată în zona frecvențelor (f_3). Prin scăderea acestei curbe din curba dată, vom căpăta o nouă funcție de aproximat. Fie această curbă de tipul celei reprezentate în fig. 8.

Examinînd din nou graficele de tipul celor date în fig. 5, găsim că partea reală cu parametrii $\left(\frac{\omega_v}{\sigma_v} = 2\,;\ \frac{c_b}{c_a} = -2\right)$ reprezentată în fig. 9, ar fi cea mai indicată pentru aproximare.

În acest caz pentru determinarea parametrilor σ_v și c_a, vom pune condiția $\frac{2\pi f_1}{\sigma_v} = 1$, sau $\frac{2\pi f_2}{\sigma_v} = 2{,}8$ și condiția $\frac{\sigma}{2c_a} \cdot R_1 = 1{,}2$ sau $\frac{\sigma}{2c_a} \cdot R_3 = -0{,}2$.

Vom determina și în acest caz parametrii σ_v, și c_a, și vom găsi factorii de multiplicare ai

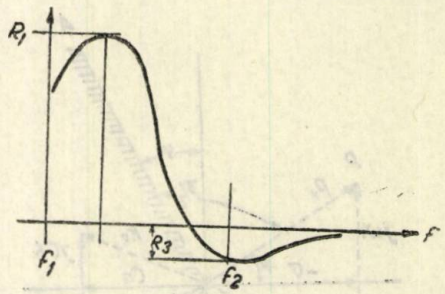


Fig. 8. Rest al părții reale a funcției de aproximat.

axei absciselor și ordonatelor graficului normat din fig. 9.

După două sau trei tatonări vom determina curbele elementare care dau eroarea cea mai mică pentru întreaga bandă de frecvență.

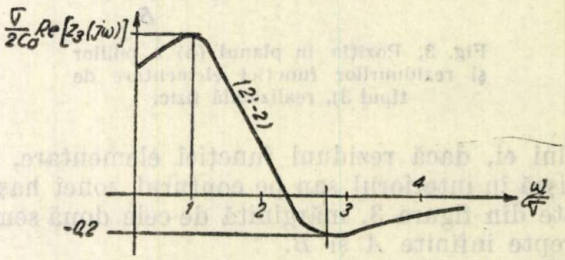


Fig. 9. Partea reală normată a funcției elementare de tipul 3) pentru $\frac{\omega_v}{\sigma_v} = 2\,;\ \frac{c_b}{c_a} = -2$.

V. ÎMBUNĂTĂȚIREA METODEI DE APROXIMARE

Dacă prin eroare înțelegem diferența dintre ceea ce s-a obținut și ceea ce se dorește să se obțină, putem spune că eroarea $\Delta(\omega)$ la fiecare frecvență este diferența între valoarea funcției de aproximat și între valoarea funcției de aproximare.

Fig. 10. Aproximare cu „ripluri" egale ca modul și alternante.

În cazul general ne interesează atît mărimea absolută a erorii maxime, cît și distribuția acestor maxime în banda de frecevnțe utile. Aproximarea cea mai des întîlnită în teoria rețelelor electrice, este aproximarea cu „ripluri" egale ca modul și alternante (vezi fig. 10)

Acest tip de aproximare, pune în general condiții restrictive, în afara benzii de trecere, condiții care ne-ar putea duce la o funcție de aproximare nerealizabilă fizic.

Din această cauză am evitat acest gen de îmbunătățire a procedeului de aproximare.

În problema pe care o tratăm am făcut uz de funcția care reprezintă patratul erorii $\Delta^2(\omega)$, deoarece funcțiile obținute sînt comode din punct de vedere matematic.

Dacă funcția care trebuie aproximată este dată sub forma analitică $F(\omega)$, iar funcția de aproximare este de asemeni analitică și depinde de parametrii $(a_1, a_2 \ldots a_n)$ se definește o nouă funcție:

$$E = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \Delta^2(\omega) \cdot d\omega. \qquad (23)$$

care reprezintă integrala tuturor patratelor erorilor în banda de aproximare.

Se dau toate valorile posibile parametrilor $a_1 \ldots a_n$ și se aleg acele valori ale parametrilor care fac mărimea E minimă.

Valorile parametrilor se obțin din relațiile

$$\frac{\delta E}{\delta a_1} = 0; \ \ldots \frac{\delta E}{\delta a_n} = 0. \qquad (24)$$

Vom avea un sistem de (n) ecuații cu (n) necunoscute, din care în mod teoretic vom determina cei (n) parametri.

Menționăm că în general cele (n) ecuații nu sînt liniare, în raport cu parametrii, și duc la relații foarte complicate din punct de vedere algebric.

În cazul nostru, deoarece funcția de aproximat este dată sub formă de grafic ar părea că metoda de îmbunătățire a aproximării, dată de relațiile (23) și (24) nu poate fi aplicată. Vom arăta în cele ce urmează că metoda poate fi aplicată, dacă ne limităm la o sumă și nu la o integrală.

Fie o curbă a părții reale $Re\ [Z_3(j\omega)]$ dată de parametrii $(\sigma_r, \ \omega_r; \ C_{ar}; \ C_{br};)$.

Să dăm o creștere finită fiecărui parametru $(\Delta\sigma_r; \ \Delta\omega_r; \ \Delta C_r; \ \Delta C_{br};)$. Se va căpăta o nouă funcție elementară a cărei parte reală în funcție de frecvență s-o notăm cu $Re_1\ [Z_3(j\omega)]$. Să numim ΔRe diferența între cele două curbe $Re\ [Z_3(j\omega)]$ și $Re_1\ [Z_3(j\omega)]$.

ΔRe, reprezintă prin urmare variația în funcție de frecvență a părții reale a funcției elementare de tipul 3) cînd polul funcției elementare și-a schimbat coordonatele cu $(\Delta\sigma_r; \ \Delta\omega_r;)$ iar reziduul funcției elementare și-a schimbat de asemenea poziția cu $(\Delta C_{ar}; \ \Delta C_{br};)$.

Valoarea ΔRe se poate scrie în primă aproximație prin relația

$$\Delta Re \cong \frac{\delta Re}{\delta \sigma_r} \Delta\sigma_r + \frac{\delta Re}{\delta \omega_r} \Delta\omega_r + \frac{\delta Re}{\delta C_{ar}} \Delta C_{ar} + \frac{\delta Re}{\delta C_{br}} \Delta C_{br}. \qquad [27]$$

Dacă scădem (în mod grafic) din funcția de aproximare determinată în IV, funcția de aproximat, să presupunem că am obținut o funcție de forma celei reprezentate în fig. 11 prin linie plină $[\Delta(\omega)]$. Să presupunem că în fig. 12 se găsesc trasate variațiile în raport cu frecvența ale celor patru derivate în raport cu

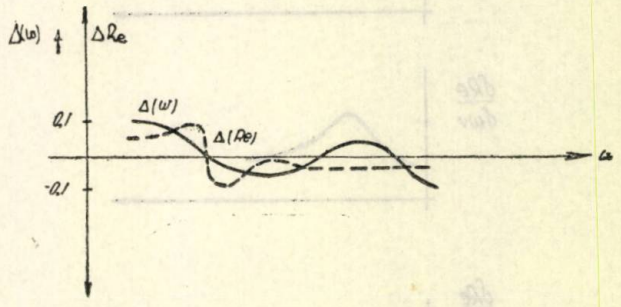


Fig. 11. Eroarea în funcție de frecvență a funcției de aproximat; variația funcției de aproximare pentru deviații mici date parametrilor.

cei patru parametri ai funcției elementare de tipul 3). Aceste curbe pot fi calculate punct cu punct sau pot fi determinate din grafice normate, calculate punct cu punct.

Printr-o alegere potrivită ca valoare și ca semn a variației parametrilor, se poate determina o funcție ΔRe, ale cărei abateri față de curba $\Delta(\omega)$, reprezentată în fig. 11 să fie acceptabile. Problema se pune să găsim cele mai avantajoase deplasări ale parametrilor $(\Delta\sigma; \ \Delta\omega; \ \Delta Ca; \ \Delta Cb;)$, pentru ca abaterile dintre curbele $\Delta(\omega)$ și ΔRe să fie minime, în sensul minimului sumei patratelor abaterilor.

Deoarece atît funcția $\Delta(\omega)$, cît și funcțiile reprezentate în fig. 12, au o variație continuă în funcție de frecvență, este de așteptat, ca trecerea de la o infinitate de frecvențe, la o sumă finită de frecvențe, în care constrîngem funcția de aproximare să aproximeze graficul dat, în sensul minimului sumei patratelor abaterilor, să ne ducă la rezultate acceptabile din punct de vedere practic.

Vom alege printre frecvențele de control ale criteriului de aproximare, frecvențele pentru care abaterea are valorile cele mai mari ca modul și frecvențele pentru care, derivatele din fig. 12 au de asemenea valorile cele mai mari ca modul.

Rezultatele metodei de îmbunătățirea aproximării, vor fi cu atît mai bune cu cît numărul frecvențelor de controlul criteriului de aproximare va fi mai mare și cu cît numărul parametrilor independenți va fi mai mare. Pentru exemplificarea procesului de îmbunătățire a aproximării, vom presupune că funcția de aproximare este o funcție de tipul 3) și că am ales (n) frecvențe pentru controlul erorii.

Ţinînd seama de notaţiile făcute în fig. 13, putem scrie că abaterea Δ, dintre curba de aproximat $\Delta(\omega)$ şi curba de aproximare ΔRe,

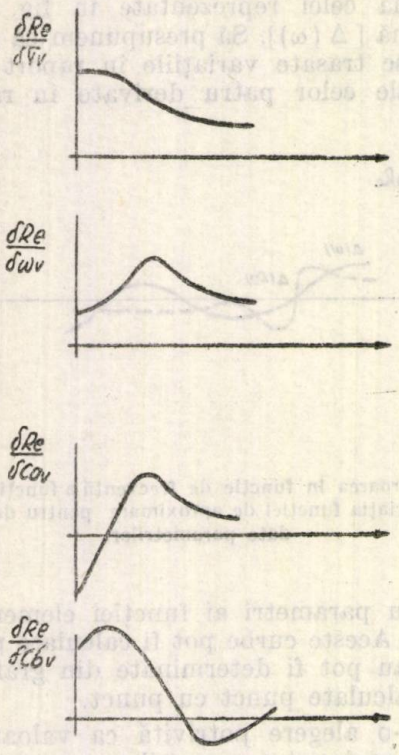


Fig. 12. Derivatele în raport cu cei patru parametri ai părţii reale a funcţiei elementare de tipul 3).

pentru cele (n) frecvenţe de control, este dată de relaţiile:

$$\Delta = F_{\sigma_1}\cdot\Delta\sigma + F_{\omega_1}\cdot\Delta\omega + F_{ca_1}\cdot\Delta C_a + F_{cb_1}\Delta C_b - \Delta_1$$
$$\Delta = F_{\sigma_2}\cdot\Delta\sigma + F_{\omega_2}\cdot\Delta\omega + F_{ca_2}\cdot\Delta C_a + F_{cb_2}\cdot\Delta C_b - \Delta_2$$
$$\vdots$$
$$\Delta = F_{\sigma n}\cdot\Delta\sigma + F_{\omega n}\cdot\Delta\omega + F_{can}\cdot\Delta C_a + F_{cbn}\cdot\Delta C_b - \Delta^n \qquad (28)$$

unde: $F_{\sigma_1}, F_{\sigma_2} \ldots F_{\sigma n}$ sînt valorile derivatei părţii reale în raport cu parametrul σ, la cele (n) frecvenţe de control
$\Delta_1, \Delta_2, \ldots \Delta_n$ sînt valorile funcţiei de aproximat $\Delta(\omega)$ la cele (n) frecvenţe de control.

Sistemul de ecuaţii (28) poate fi pus sub forma:

$$\Delta = F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b - F_D;$$

unde:

$$F_\sigma = (F_{\sigma_1};\ F_{\sigma_2};\ \ldots F_{\sigma n})$$
$$F_\omega = (F_{\omega_1};\ F_{\omega_2};\ \ldots F_{\omega n})$$
$$F_{ca} = (F_{ca_1};\ F_{ca_2};\ \ldots F_{can}) \qquad (31)$$
$$F_{cb} = (F_{cb_1};\ F_{cb_2};\ \ldots F_{cbn})$$
$$F_D = (\Delta_1;\ \Delta_2;\ \ldots\ \Delta_n)$$

$(F_\sigma; F_\omega; F_{ca}; F_{cb}; F_D)$, sînt cinci vectori liniar independenţi, în spaţiul (R) cu (n) dimensiuni.

Cei patru vectori $(F_\sigma; F_\omega; F_{ca}; F_{cb})$ formează un subspaţiu (R_1) cu patru dimensiuni, al spaţiului (R) cu (n) dimensiuni.

Vectorul F_D, nu poate să aparţină subspaţiului (R_1) deoarece am făcut presupunerea că cei cinci vectori sînt liniar independenţi.

Expresia $(F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b - F_D)$, reprezintă un vector care leagă vîrful vectorului F_D cu vectorul $(F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b)$.

Ultimul vector este cuprins în subspaţiul (R_1) deoarece este o relaţie liniară a celor patru

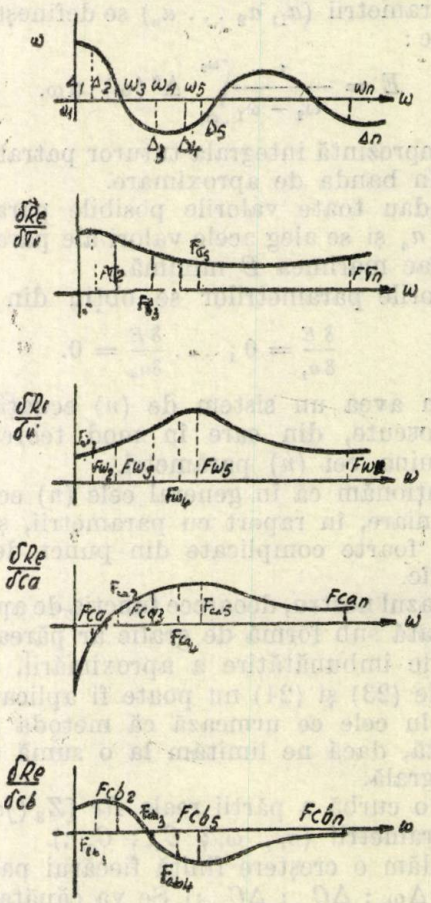


Fig. 13. Derivatele părţii reale a funcţiei de aproximare, şi valorile funcţiei de aproximat date în funcţie de frecvenţă.

vectori independenţi care definesc subspaţiul (R_1).

Produsul scalar al vectorului Δ, dat de expresia (31), se va putea scrie:

$$(\Delta\cdot\Delta) = [(F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b - F_D)\cdot(F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b - F_D)] \qquad (32)$$

Expresia (32) reprezintă patratul distanţei de la vîrful vectorului F_D, pînă la vîrful vectorului $(F_\sigma\cdot\Delta\sigma + F_\omega\cdot\Delta\omega + F_{ca}\cdot\Delta C_a + F_{cb}\cdot\Delta C_b)$.

Aşadar condiţia ca abaterea mediei pătratice să fie minimă, este echivalentă cu problema determinării valorilor $(\Delta\sigma; \Delta\omega; \Delta C_a; \Delta C_b)$ de

așa manieră ca patratul distanței de la vîrful vectorului F_D, la subspațiul (R_1) să fie minimă.

Se cunoaște din algebra liniară că distanța cea mai scurtă de la un punct al spațiului (R) la subspațiul (R_1) este perpendiculara coborîtă din acel punct pe subspațiul (R_1) și că această perpendiculară e unică.

Se cunoaște de asemenea că un vector F_0, care aparține spațiului (R) dar nu aparține subspațiului (R_1), este ortogonal pe subspațiul (R_1) cînd este ortogonal pe fiecare vector din subspațiul (R_1).

Problema coborîrii unei perpendiculare din vîrful vectorului F_D, pe subspațiul (R_1) se reduce la determinarea valorilor ($\Delta\sigma$; $\Delta\omega$; ΔC_a; ΔC_b) de așa manieră ca vectorul: $\Delta = F_\sigma \cdot \Delta\sigma + F_\omega \cdot \Delta\omega + F_{ca} \cdot \Delta C_a + F_{cb} \cdot \Delta C_b - F_D$ să fie ortogonal pe subspațiul (R_1).

Dacă vectorii liniari independenți care definesc subspațiul (R_1) sînt: F_σ; F_ω; F_{ca}; F_{cb}, iar vectorul (Δ) este ortogonal pe acest subspațiu, putem scrie următoarele relații:

$$(\Delta \cdot F_\sigma) = 0\,;\ (\Delta \cdot F_\omega) = 0\,;$$
$$(\Delta \cdot F_{ca}) = 0\,;\ (\Delta F_{cb}) = 0\,; \qquad (33)$$

Efectuînd înlocuirile și produsele scalare în relațiile (33) vom obține sistemul (33″) de patru ecuații liniare cu patru necunoscute.

$$\begin{aligned}
&(F_\sigma \cdot F_\sigma)\Delta\sigma + (F_\sigma \cdot F_\omega)\,\Delta\omega + (F_\sigma \cdot F_{ca})\,\Delta C_a + \\
&\quad + (F_\sigma \cdot F_{cb})\,\Delta C_b = (F_\sigma \cdot F_D) \\
&(F_\omega \cdot F_\sigma)\,\Delta\sigma + (F_\omega \cdot F_\omega)\cdot\Delta\omega + (F_\omega \cdot F_{ca})\,\Delta C_a + \\
&\quad + (F_\omega \cdot F_{cb})\,\Delta C_b = (F_\omega \cdot F_D) \qquad (35'') \\
&(F_{ca} \cdot F_\sigma)\,\Delta\sigma + (F_{ca} \cdot F_\omega)\,\Delta\omega + (F_{ca} \cdot F_{ca})\,\Delta C_a + \\
&\quad + (F_{ca} \cdot F_{cb})\,\Delta C_b = (F_{ca} \cdot F_D) \\
&(F_{cb} \cdot F_\sigma)\,\Delta\sigma + (F_{cb} \cdot F_\omega)\cdot\Delta\omega + (F_{co} \cdot F_{ca})\,\Delta C_a + \\
&\quad + (F_{cb} \cdot F_{co})\,\Delta C_b = (F_{cb} \cdot F_D).
\end{aligned}$$

unde: $\begin{cases} (F_\sigma \cdot F_\omega) = F_{\sigma_1} \cdot F_{\omega_1} + F_{\sigma_2} \cdot F_{\omega_2} + \ldots F_{\sigma_n} \cdot F_{\omega n} \\ (F_\sigma \cdot F_D) = F_{\sigma_1} \cdot \Delta_1 + F_{\sigma_2} \cdot \Delta_2 + \ldots F_{\sigma_n} \cdot \Delta_n \end{cases}$

s.m.d.

Acest sistem de patru ecuații cu patru necunoscute admite o soluție unică deoarece determinantul coeficienților, denumit și determinantul Gram, este diferit de zero.

Astfel se pot determina deplasările elementare ($\Delta\sigma$, $\Delta\omega$, ...) ce trebuie făcute pentru funcția de aproximare găsită în paragraful IV, ca ea să se apropie cît mai mult de funcția de aproximat, în sensul minimului abaterii pătratice.

Sistemul de ecuații (35″), se poate cu ușurință generaliza pentru un număr (m) de parametri independenți.

VI. CONCLUZII

Metoda propusă dă posibilitatea să se construiască rețele corectoare de impedanță și rețele de echilibrare, cînd se cunoaște sub formă de grafic partea reală și partea imaginară a impedanței la intrare pentru un dipol oarecare. Metoda are avantajul, față de alte metode care caută să rezolve aceeași problemă, că se asigură condițiile de realizabilitate fizică concomitent cu procesul de aproximare; metoda are însă neajunsul că cere oarecare îndemînare din partea proiectantului la alegerea funcțiilor elementare celor mai potrivite pentru aproximare. Acest neajuns se elimină în parte prin procedeul de îmbunătățire a aproximării.

Menționăm ca încheiere că metoda expusă se poate folosi și la calculul filtrelor electrice pentru o atenuare compusă dată în funcție de frecvență.

Principiul acestei aplicații se bazează pe observația că un dipol poate fi sintetizat sub forma unui cuadripol format din elemente reactive și închis pe o rezistență egală cu unitatea, cînd se cunoaște partea reală în funcție de frecvență pentru dipolul dat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Guillemin, E. A. *Synthesis of passive networks.* John Wiley and sons, New York. 1957.

[2] Bode, H. W. *Network analysis and feedback amplifier design.* D. von Nostrand, 1945.

[3] Tuttle, D. F. *Network synthesis.* volume I. John Wiley and sons. New York, 1958.

[4] Truxal, I. G. *Automatic feed back control system synthesis.* New York, Mc. Graw., 1955

[5] Cauer, W. *Theorie der linearen wechselstromschellungen* Academie Verlag. Berlin, 1954.

[6] Baev, N. A. și Udalov, A. P. *Lecții po teoril, tepei sosredotocennimi elementami.* Moscova Sveazizdat, 1955.

[7] Ghelfand, I. M. *Lecții de algebră liniară* București, Editura Tehnică, 1953.

[8] Fenyves, E. *Beitrag zur Realizierung von Zweipolen mit vorgeschriebenen Karachteristik.* Dissertation E.T.H. Zürich, 1938.

[9] Schultze, E. *Uber einige Approximationen, die bei der Synthese elektrischer Netznerke mit vorgegebenen Eingeschaften nöling sind.* Dissertation E.T.H. Zürich, 1951.

[10] Bauen, E. F. *A contribution to the aproximation problem. P.I.R.E.* July 1948.

[11] Darlington, S. *The potential analogue method of network synthesis.* B.S.T. April 1951.

[12] Krägeloch, W. *Approximation of a two-pole function, whose components are prescribed within a limited frequency band.* Arch. elek. Übertragung, 9.1955.

Ing. ALEXIU I., Ing. BĂLĂNESU C., Ing. CĂTUNEANU V., candidat în ştiinţe teh..ice; Ing. DANILIUC N., Ing. RUSU N.

Circuite elementare de comutaţie cu miezuri magnetice*

CZ 621.396.6

Circuitele elementare de comutaţie care utilizează miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular se caracterizează prin numeroase, avantaje ca : rapiditate în funcţionare, consum redus de energie, volum mic, durată de funcţionare practic nelimitată.

Prin comutarea unui miez magnetic cu ciclul de histerezis dreptunghiular (fig. 1) se înţelege trecerea miezului dintr-o stare de magnetizare

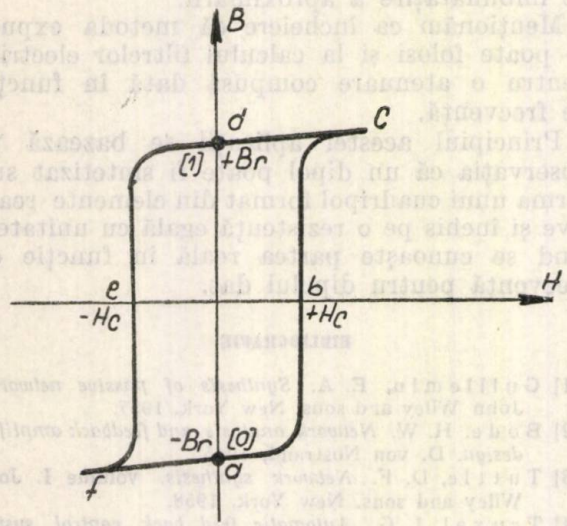


Fig. 1. Ciclul histerezis dreptunghiular al unui miez magnetic de comutaţie.

remanentă (de exemplu $-Br$) în cealaltă stare de magnetizare remanentă ($+Br$).

Fiecărei stări stabile de magnetizare i se asociază cîte o cifră în cod binar, de exemplu 0 pentru $-Br$ şi 1 pentru $+Br$.

Dacă miezul magnetic se găseşte în starea zero, punctul de funcţionare de pe caracteristica de magnetizare se găseşte în *a*.

La aplicarea unui impuls pozitiv de curent printr-o înfăşurare a miezului, punctul de funcţionare parcurge porţiunea de caracteristică *abcd* şi miezul se comută astfel în starea 1.

Sub acţiunea unui impuls de curent de polaritate inversă, miezul trece din nou în starea 0, punctul de funcţionare parcurgînd porţiunea de caracteristică *defa*.

În celulele de comutaţie, a căror descriere este dată în cele ce urmează, miezurile magnetice primesc două impulsuri pe înfăşurări separate ; impulsul de tact, care aduce miezul în starea 0 şi impulsul de intrare, de polaritate contrară, care produce comutarea miezului în starea 1.

Impulsul de tact este furnizat de un oscilator autoblocat, care atacă un amplificator, acesta avînd ca sarcină un conductor ce străbate toate miezurile magnetice ale instalaţiei în funcţiune.

În figura 2 este prezentată schema unui circuit fundamental de comutaţie care transmite

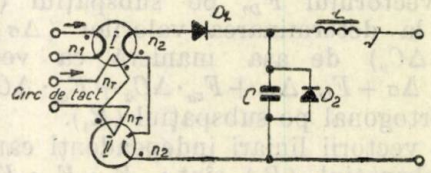


Fig. 2. Circuit de transfer al informaţiei (celula *T*).

la ieşire semnalul aplicat la intrare, fapt pentru care acesta se numeşte circuit de transfer al informaţiei (celula *T*).

Acesta se compune din două miezuri de ferită cu ciclul histerezis dreptunghiular tip V_1*, cu dimensiunile $4 \times 2{,}5 \times 2$ mm, o diodă cu seleniu D_1, un condensator *C*, o diodă cu seleniu D_2 şi o inductanţă neliniară *L***.

Miezul *I* (principal) poartă trei înfăşurări, dintre care una, n_1, serveşte pentru aplicarea impulsului de intrare, cea de-a doua, n_T, pentru aplicarea unui impuls periodic de mare amplitudine (4A), denumit impuls de tact şi cea de-a treia, n_2, pentru a culege forţa electromotoare indusă în secundar prin variaţia inducţiei magnetice.

Miezul *II* (secundar) poartă o înfăşurare n_T pentru aplicarea impulsului de tact şi o înfăşurare de ieşire n_2.

Pe figură s-a însemnat cu un punct începutul fiecărei înfăşurări.

Dioda D_1 este în aşa fel conectată, încît se blochează atunci cînd se aplică impulsul de intrare şi conduce atunci cînd se aplică impulsul de tact, aceasta fiind funcţie de polaritatea forţei electromotoare induse în înfăşurarea secundară a miezului *I*.

Astfel, un impuls aplicat la înfăşurarea de intrare n_1 comută miezul *I* în starea 1, iar impulsul următor de tact, în starea 0.

---

* Comunicare la cea de-a 2-a consfătuire pe ţară „Semiconductorii şi aplicaţiile lor" Bucureşti, 11—14 dec., 1961.

* Feritele tip V_1 au fost realizate de ICET-Bucureşti, şi au următoarele caracteristici : $Bm = 2\,100$ Gauss (la $H_m = 0{,}6$ Oe, $H_c = 0{,}2$ Oe, $\frac{Br}{Bm} = 0{,}85 - 0{,}90$).

** Inductanţa neliniară este realizată cu miez de mare permeabilitate tip P_1, realizat de IFA-Bucureşti, avînd următoarele caracteristici : $\mu = 4\,000 - 5\,000$ (la $H = 5$ mOe) ; $\mu_{max} = 12\,000 - 15\,000$ (la $H = 0{,}04 - 0{,}05$ Oe) ; $\mu_s = 900 - 1\,000$ (la $H = 1{,}5$ Oe).

Forța-electromotoare indusă în secundar datorită impulsului de tact, în cazul cînd acesta a găsit miezul în starea 1, polarizează dioda D_1 în sensul de trecere și produce în circuitul secundar un curent care încarcă condensatorul C. Acesta se descarcă ulterior prin inductanța neliniară L și prin sarcina constituită în mod obișnuit din 1—3 circuite analoge cu cel descris mai sus și conectate în serie cu inductanța neliniară L.

Inductanța neliniară are o acțiune de întîrziere a descărcării condensatorului C, astfel încît impulsul de curent prin sarcină să fie întîrziat față de impulsul de tact.

Miezul *II* (de compensație) are rolul de a compensa semnalul parazit datorit formei neideale a buclei rectangulare de hysterezis $\left(\frac{Br}{Bm} = 0{,}85 - 0{,}9\right)$.

Dioda D_2 are rolul de a evita o reacție internă a circuitului la descărcarea energiei acumulate în inductanța nelineară L și care ar tinde să comute miezul principal în starea 1.

Un circuit care micșorează impulsurile parazitare de curent, denumit circuit de blocare (T_b), are o schemă electrică identică cu circuitul T_1 cu deosebirea doar că înfășurarea de intrare are un număr mai mic de spire.

Numărul de spire ale înfășurării de la intrare se calculează din condiția ca intensitatea cîmpului magnetic, creat de impulsul de curent de la intrare, să întreacă de 2—3 ori valoarea cîmpului magnetic coercitiv pentru a avea o comutație sigură.

În calculul numărului de spire s-a ținut cont de lucrarea [8], iar pentru circuitul de sarcină, care conține și un element neliniar (inductanța L), s-a aplicat o metodă de aproximare pe baza observațiilor experimentale.

Rezultatele obținute de acest calcul se verifică practic.

În circuitele magnetice realizate s-au obținut rezultate optime cu 35 de spire la intrare și 40 de spire în secundar.

Impulsul obținut la ieșirea unui astfel de circuit magnetic are o durată de aproximativ 15 μs, o amplitudine de 20—30 mA și poate comuta pînă la trei circuite identice.

Atunci cînd este nevoie să se comute mai multe circuite, se realizează o celulă P, a cărei schemă este arătată în figura 3.

În secundar, cei doi curenți se însumează și se obține un curent sporit, care poate comuta pînă la 5—10 circuite magnetice.

Diodele D_1' au rolul de a micșora paraziții care s-ar putea ivi datorită faptului că acest montaj este lipsit de miezuri de compensare.

Atunci cînd este nevoie de o amplificare mai mare și cînd nu se poate mări prea mult cantitatea de energie adusă în circuit prin impulsul de tact, se utilizează un tranzistor conectat ca oscilator blocat în regim de așteptare, denumit amplificator ferită-tranzistor (AFT).

Amplificatorul ferită-tranzistor folosește un circuit de magnetizare permanentă a miezului

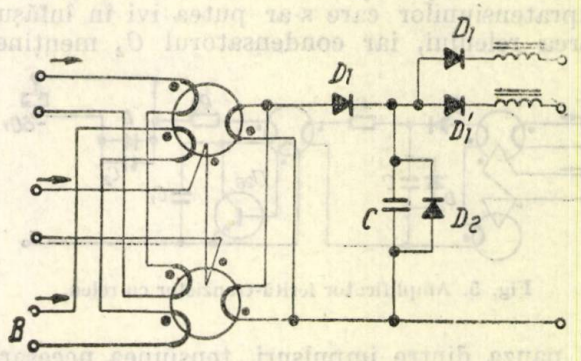


Fig. 3. Celula *P*.

de ferită. Funcționarea circuitului se poate urmări în figura 4. Curentul continuu I_0 menține punctul de funcționare în punctul A (fig. 4 *b*).

Dacă la intrare se aplică un impuls I_1 (fig. 4 *b*), tensiunea indusă în circuitul bază-emitor (fig. 4 *a*) deschide tranzistorul și, datorită reacției pozitive din circuitul de colector, punctul de funcționare ajunge rapid în regiunea de saturație, în punctul D (fig. 4 *b*).

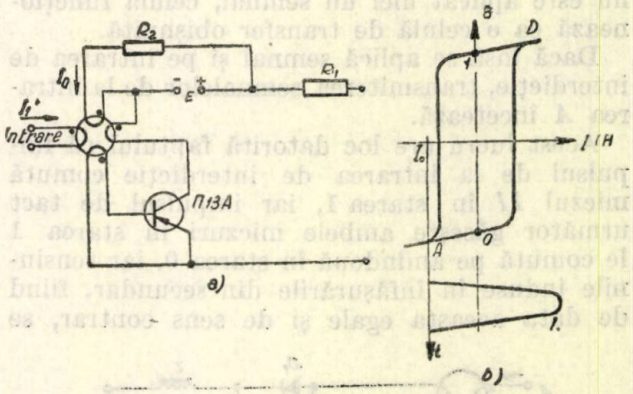


Fig. 4. Amplificator ferită-tranzistor (AFT).

Datorită saturației tranzistorului și miezului, curentul de colector descrește de asemenea rapid, pînă la blocarea tranzistorului, iar punctul de funcționare revine în punctul A (fig. 4 *b*).

Folosind un tranzistor П 13-A s-au obținut impulsuri cu durata de 15—25 μs și amplitudinea pînă la 1 A.

Uneori este necesar ca un circuit magnetic de comutație să acționeze asupra unui releu la ieșire, și în acest caz este nevoie de o amplificare suplimentară.

În figura 5 este reprezentată schema unui amplificator ferită-tranzistor care acționează un releu de 15—25 mA.

Montajul funcționează fără magnetizare permanentă în curent continuu și, atît timp cît se aplică o serie continuă de impulsuri la intrare, releul rămîne atras.

Dioda D protejează tranzistorul împotriva supratensiunilor care s-ar putea ivi în înfășurarea releului, iar condensatorul C_2 menține,

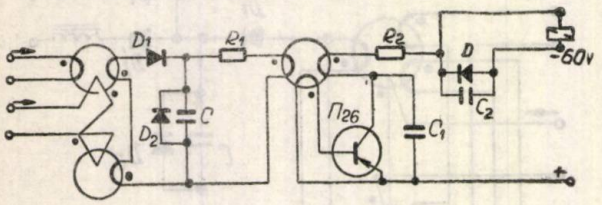


Fig. 5. Amplificator ferită-tranzistor cu releu.

în pauza dintre impulsuri, tensiunea necesară acționării releului.

Circuitul magnetic de transfer al informației stă la baza multor celule magnetice care îndeplinesc diferite operații logice. Aceste celule au căpătat diverse denumiri în legătură cu operația logică pe care o efectuează, ca : interdicție, invertor, celule de coincidență (ȘI), celule „SAU", celule „SAU cu EXCLUDERE", trigher dinamic (TD), trigher de numărare (TN).

Celula de interdicție (fig. 6) este o celulă de transfer, care are pe miezul de compensație și o înfășurare de intrare, numită intrare de interdicție (B). Atît timp cît la această intrare nu este aplicat nici un semnal, celula funcționează ca o celulă de transfer obișnuită.

Dacă însă se aplică semnal și pe intrarea de interdicție, transmiterea semnalelor de la intrarea A încetează.

Acest lucru are loc datorită faptului că impulsul de la intrarea de interdicție comută miezul II în starea 1, iar impulsul de tact următor găsește ambele miezuri în starea 1 le comută pe amîndouă în starea 0, iar tensiunile induse în înfășurările din secundar, fiind de data aceasta egale și de sens contrar, se

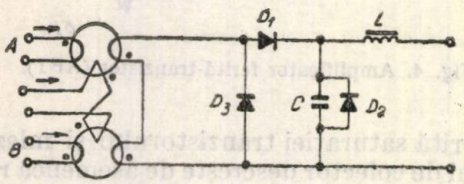


Fig. 6. Celulă de interdicție.

anulează, astfel încît la ieșire nu se transmite nici o informație.

La această celulă de interdicție ar exista următorul pericol : atunci cînd se aplică semnal numai pe intrarea de interdicție, la aplicarea impulsului de tact, tensiunea care apare pe înfășurarea din secundar are o valoare importantă, și, deși ea polarizează dioda D_1 în sensul de blocare, datorită capacității mari a diodei D_1 în sensul de blocare, are loc o transmitere de tensiune prin divizorul capacitiv $C_{D_1} - C$ care poate produce un important curent parazitar.

Pentru a evita acest lucru se conectează în paralel cu înfășurarea de ieșire o diodă D_3, care realizează un circuit de șuntare prin rezistența ei de trecere pentru curenții parazitari.

Datorită diodei D_3 parazitul de la ieșire se micșorează foarte mult. Dioda D_3 trebuie să aibă însă o rezistență suficient de mare pentru a nu scurtcircuita înfășurările secundare în timpul înregistrării informației în miezul principal, ceea ce ar micșora efectul de înregistrare a informației.

Celula „invertor" (INV) realizează operația logică de negație sau inversare, adică, atît timp cît nu i se aplică semnale de intrare, invertorul dă semnale la ieșire : acestea încetează însă îndată ce se aplică semnale la intrarea celulei.

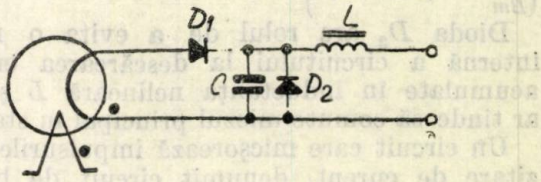


Fig. 7. Generator „unitate".

Celula magnetică „invertor" este o celulă de interdicție, la intrarea căreia se aplică în permanență semnalele unui generator „unitate", și care poate fi comandată numai pe intrarea de interdicție.

Generatorul „unitate" conține un miez magnetic cu ciclul hysterezis nerectangular ($B_r/Bm = 0{,}4 \div 0{,}5$) și generează impulsuri de curent la fiecare trecere a impulsului de tact (fig. 7).

Celula magnetică de coincidență îndeplinește operația logică „ȘI", reprezentînd echivalentul

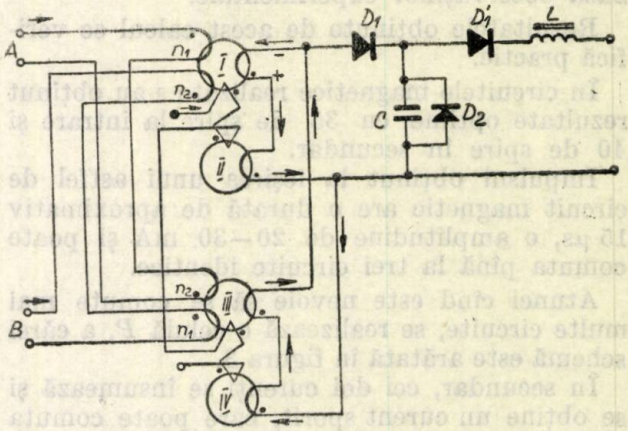


Fig. 8. Celula „SI".

fără contacte al conectării în serie a contactelor de relee la închidere. Semnalul la ieșire apare numai la coincidența semnalelor aplicate la intrare.

În figura 8 se arată o schemă a unui circuit „ȘI" cu patru miezuri.

La aplicarea semnalului pe intrarea A ($n = 40$ de spire), în înfășurarea secundară a miezului I se induce o forță electromotoare în sensul de blocare a diodei D_1.

Deoarece înfășurările secundare sînt conectate două cîte două în paralel, această forță electromotoare dă naștere unui curent care străbate

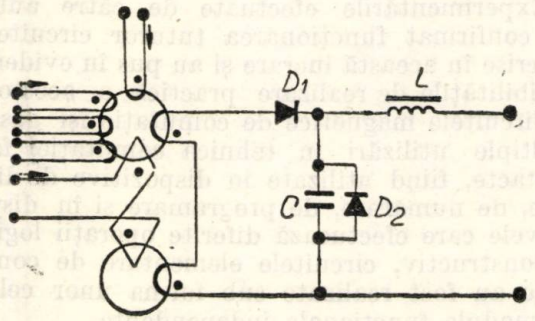


Fig. 9. Celula „SAU" cu patru intrări.

înfășurările secundare ale tuturor miezurilor, avînd tendința să comute în starea 1 miezurile II și III. Comutarea miezului III nu are însă loc, deoarece fluxul curentului din secundar este compensat de fluxul curentului din înfășurarea sa, n_2 (de 8 spire), prin care trece impulsul de intrare.

Tactul găsește deci în starea 1 numai miezurile I și II, pe care le comută; se produce astfel compensarea tensiunilor electromotoare din secundar și în sarcină nu apare curent.

La fel se întîmplă cînd se aplică semnal pe intrarea B.

Cînd se aplică simultan semnale pe ambele intrări, miezurile I și III se comută în starea 1, nu mai are loc o circulație de curent în înfășurările din secundar în timpul înregistrării informației, deoarece tensiunile electromotoare din secundar se compensează și tactul, comutînd miezurile I și III, produce curent în sarcină (un curent de aprox. 30 mA).

O altă operație logică efectuată de celulele magnetice este operația „SAU".

Dacă miezul principal al unei celule fundamentale de transfer are mai multe intrări, atunci circuitul realizează funcția „SAU".

În figura 9 se arată o celulă „SAU" cu patru intrări.

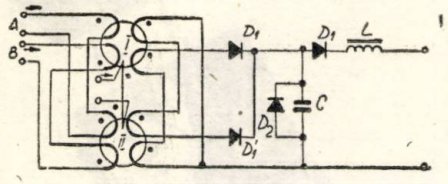


Fig. 10. Celula „SAU cu EXCLUDERE".

În figura 10 este reprezentată schema celulei „SAU cu EXCLUDERE".

Cînd se aplică numai semnalul A, se transmite un impuls la ieșire prin dioda D_1, iar cînd se aplică numai semnalul B, se transmite un impuls prin dioda D_1'.

Miezul I joacă rol de miez principal, iar miezul II, rolul de miez de compensație pentru semnalul A. Pentru semnalul B miezurile își inversează rolurile.

Cînd se aplică ambele semnale, acestea comută atît miezul I cît și miezul II în starea 1, în secundar se produce anularea tensiunilor electromotoare din înfășurările înseriate ale celor două miezuri și în sarcină nu apare nici un impuls.

Schemele celulelor examinate mai sus execută diferite operații logice. Totuși ele nu pot să realizeze memorizarea unuia sau altuia dintre semnale deoarece, în cazul funcționării dinamice celulele magnetice fiind parcurse continuu de impulsuri de tact, toate miezurile sînt conduse imediat către starea „zero".

Pentru executarea unei scheme de comandă apare, ca o condiție obligatorie, posibilitatea memorizării semnalelor, adică realizarea unei funcțiuni asemănătoare funcționării releului cu blocare.

În schemele magnetice dinamice, care utilizează miezuri cu ciclu de hysterezis dreptunghiular, funcțiile de memorizare pot fi realizate cu ajutorul introducerii reacției pozitive și formării în acest fel a schemei de inel, în care informația introdusă va circula incontinuu în inel.

În figura 11 se prezintă cel mai simplu „inel", care este o celulă de transfer obișnuită la care

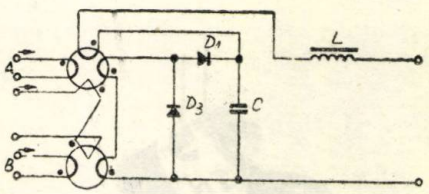


Fig. 11. Trigher dinamic (TD).

ieșirea este legată în serie cu o înfășurare de intrare. O astfel de celulă se numește trigher dinamic (TD).

La aplicarea unui singur impuls pe intrarea A, începe circulația semnalului și la ieșire se emite o serie neîntreruptă de semnale.

La aplicarea unui singur impuls pe intrarea B, se întrerupe circulația și emiterea semnalelor la ieșire. În schemă se utilizează atît reacția internă a curentului de la ieșire prin înfășurările din secundar, cît și reacția externă, printr-o înfășurare separată pe miezul I.

Deoarece în schemele de comandă complicate poate să apară situația în care numai la intrarea B se aplică impulsuri, atunci, pentru eliminarea paraziților care pot să apară în acest caz, prin capacitatea diodei D . este necesar să se conecteze dioda D_3 în paralel cu înfășurile secundare ale ambelor miezuri.

Trigherul dinamic magnetic descris mai sus se comută prin două intrări.

În tehnica de comutație se cere adesea un trigher cu o singură intrare comună, pe care se aplică impulsurile de comandă.

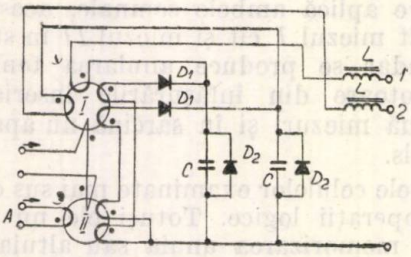


Fig. 12. Trigher de numărare (TN).

Fiecare semnal care se aplică la intrare comută trigherul în stare contrară.

Această celulă a căpătat denumirea de trigher de numărare (fig. 12).

La aplicarea unui semnal la intrarea *A*, miezul *II* se magnetizează în *1*. La aplicarea impulsului de tact se emite un impuls singular la ieșirea *1* și se produce în același timp înregistrarea lui „*1*" în miezul *I*.

În tactul următor miezul *1* începe să funcționeze ca trigher dinamic avînd o înfășurare de reacție externă.

La aplicarea următorului impuls de intrare se produce bascularea trigherului, deoarece ambele miezuri se remagnetizează în starea 1, și în înfășurările de ieșire se produce compensare la citire. La aplicarea semnalului de intrare următor, procesele descrise se repetă.

Diagrama de funcționare a trigherului atunci cînd la intrare se aplică un cod (100) este arătată în figura 13. Această celulă poate fi folosită pe ieșirea singulară pentru divizarea cu doi.

Experimentările efectuate de către autori au confirmat funcționarea tuturor circuitelor descrise în această lucrare și au pus în evidență posibilitățile de realizare practică a acestora.

Circuitele magnetice de comutație își găsesc multiple utilizări în tehnica comutației fără contacte, fiind utilizate în dispozitive de divizare, de numărare, de programare și în dispozitivele care efectuează diferite operații logice.

Constructiv, circuitele elementare de comutație au fost realizate sub forma unor celule ca module funcționale independente.

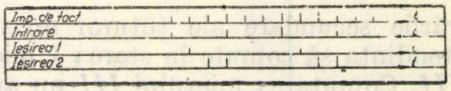


Fig. 13. Diagrama de funcționare în timp a trigherului de numărare.

Piesele sînt asamblate pe plăcuțe de pertinax, care au grosimea de 1 mm.

Conexiunile dintre piese sînt realizate prin cablaj imprimat.

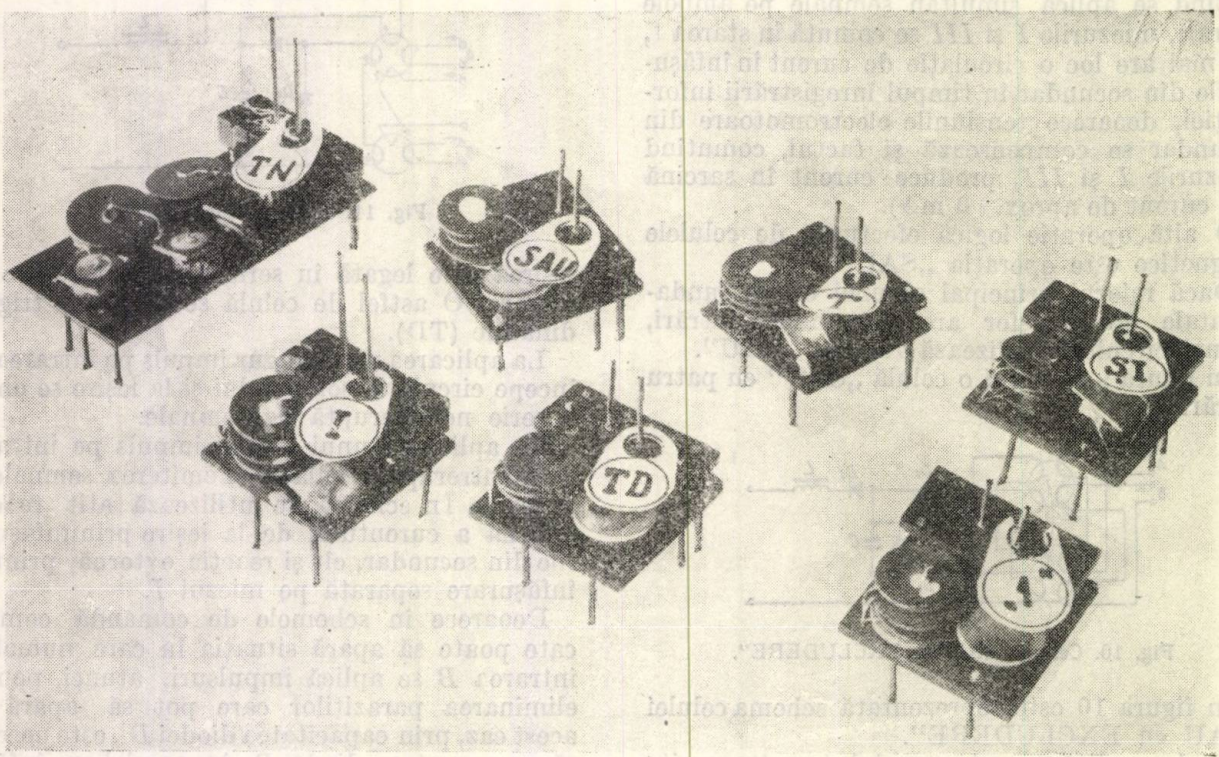


Fig. 14. Celule magnetice înainte de încastrare în rășină epoxi.

Piesele sînt încastrate într-o rășină de tip epoxi. Conexiunile exterioare se fac prin știftuiri.

Gabaritul celulelor elementare de comutație este 28 × 28 × 10 mm, cu excepția trighetarea teoriei algebrice a acestor circuite, în scopul ușurării analizei și sintezei schemelor complexe de comutație magnetică.

În bibliografie se arată principala literatură consultată.

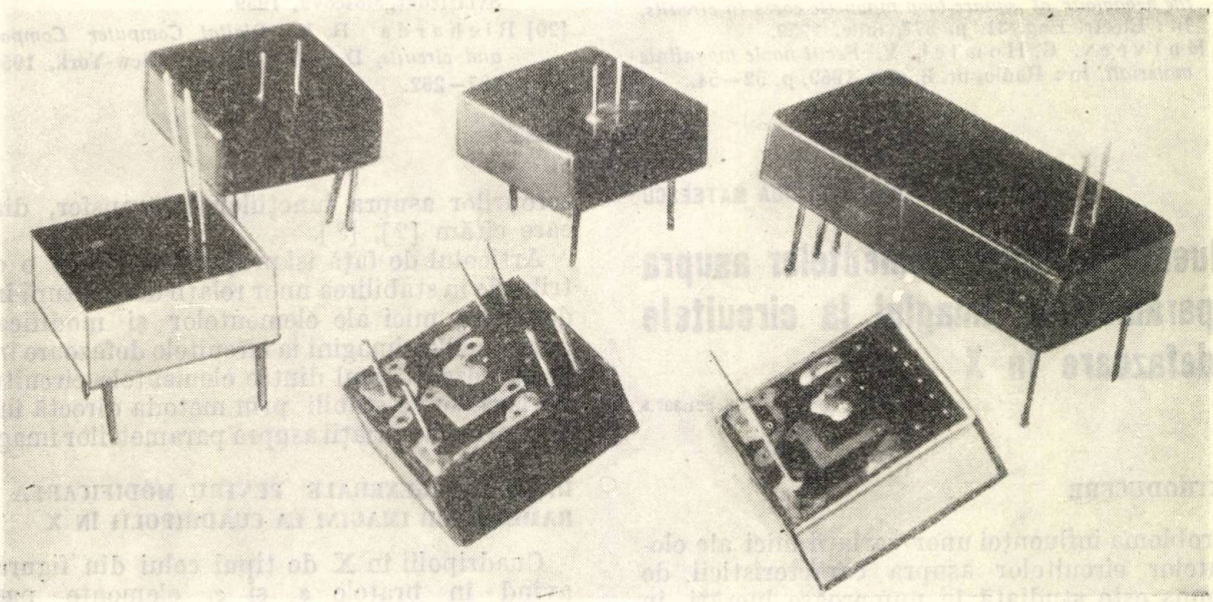


Fig. 15. Celule magnetice după încastrarea în rășină epoxi.

rului de numărare și a amplificatorului ferită-tranzistor cu releu, al căror gabarit este 28 × 56 × 10 mm.

În figura 14 se arată fotografia celulelor realizate* înainte de încastrarea în rășină epoxi, iar în figura 15 se arată fotografia celulelor realizate după această operație.

Experiența a arătat că pentru punerea în fabricație a acestor celule magnetice trebuie avute în vedere următoarele probleme importante:

1) punerea în fabricație a miezurilor de ferită care în prezent se produc în condiții de laborator;

2) punerea în fabricație a diodelor cu seleniu care de asemenea se produc pe o scară redusă** ;

3) miezurile de ferită pentru comutație trebuie sortate în condiții de funcționare, iar celulele trebuie încercate după o metodică impusă de circuitele complexe de utilizare a acestora;

4) producția de serie cere realizarea unei mașini de bobinat toruri mici cu diametrul interior 1,5—2 mm, pentru a evita bobinajul manual greoi și neproductiv.

Dezvoltarea aplicațiilor circuitelor elementare de comutație magnetică impune dezvol-

* Aceste celule au fost realizate de colectivul de autori ai acestei acțiuni, în urma studiilor teoretice și experimentale desfășurate în laboratoarele uzinei „Electromagnetica" din București.

** În uzina "Electromagnetica" — București.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sands, *The behaviour of rectangular hysteresis loop magnetic cores under pulse current conditions.* În : Proc. IRE vol. **40**, nr. 10, 1952.

[2] Minnick, R. C. *Magnetic saditching circuits.* In : J. Appl. Phys, vol. **25**, nr. 4, 1954.

[3] Guterman, Codis, Ruchman, *Circuits to perform logical and control functions with magnetic cores*, P. 4, 1954.

[4] Rabkin, L. I., Epștein B. S. *Nemetalliceskie ferromagneliki (ferriti) v apparature sviazi*, Sviazizdat, 1955.

[5] * * * *Primenenie magnitnth serdecinikov „ppg" dlia logiceskih operații i upravlenia.* În : Vestnik informații, nr. 18, 1955.

[6]. Perry, L. N., Hoffman, G. R., Shalow, E.W. *A new and simple type of digital circuit tehnique using junction transistors and magnetic cores.* În : Proc. IRE, vol. **103**, aprilie 1956, part B, Supplement convention on digital computer tehniques, nr. 9.

[7] Carrey, W., Guterman, S. *Scheme cu tranzistoare și miezuri magnetice.* În : E. C. National Convention of the IRE, **T3**, nr. 4 1956, p. 84—94.

[8] Newhouse, V. L., Priwes, N. S. *Hygh — speed shift register using one core per bit* În : IRE Transaction Electronic Computes, vol. **E.C.—5**, nr. 3, sept. 1956, p. 114.

[9] Karnaugh, M. *Pulse Switching circuits using magnetic* cores. În : Proc. IRE, vol. **43**, nr. 5, mai 1955, p. 570—584.

[10] Koblenț, Ia. G., Fakovenko, D. A. *Adnotoknaia Kommutaționera sheme s promejutocinim konturom LC na ferritah s „ppg".* În : Elektrosviazi, nr. 11, 1957.

[11] Koblenț, Ia. G. *Beskontaktnie sposokt telefonnoi kommatații* GILVSR, Moscova, 1957.

[12] Martinov, E. M. *Beskontaktnie perekliuciaiuşciesia ustroistva.* Gosenergoizdat, M. L., 1958.
[13] Zavolokina, Z. I. *Magnitnie elementi i tifrovih vicislitelnih ustroistvah.* Gosenergoizdat, M. L., 1958.
[14] Koblenţ, Ia. G. *Postroienie i analiz adnotaktnih magnitnih logiceskih i triqernih kommutaţionih shem.* În: Elektrosviazi, nr. 3, 1959.
[15] Brown, D. A.H. *Aprox. methods for calculating the behaviour of square loop magnetic cores in circuits.* În: Electr. Eng. 31, p. 377, iulie, 1959.
[16] Matveev, G. Homici, V. *Feriti novie magnitnie materiali.* În: Radio, nr. 8, aug. 1959, p. 52–54.
[17] Stephenson, W. L. *Free Running Transistors Blocking Oscilators.* În: Electronic Eng, 31, 376, iunie 1959.
[18] Demin, E. A., Cinenkov, L. A. *Registi sdviga na ferritovih serdecinikah v radiotehnike.* Gosenergoizdat, M. L., 1960.
[19] Koblenţ. Ia, A. *Elementi magnitnoi kommutaţii.* Sviazizdat, Moscova, 1959.
[20] Richards. R. K. *Digital Computer Components and circuits,* D. Van Nostrand, New-York, 1958, p. 187–262.

Ing. ADELAIDA MATEESCU

Influenţa variaţiei elementelor asupra parametrilor imagini la circuitele defazoare în X

C.Z. 621.397.3

I. INTRODUCERE

Problema influenţei unor variaţii mici ale elementelor circuitelor asupra caracteristicii de răspuns este studiată în numeroase lucrări, în legătură cu stabilitatea circuitelor sau cu posibilitatea modificării în sensul dorit a răspunsului circuitelor. Acest studiu prezintă importanţă şi pentru problemele practice legate de construcţia circuitelor, în sensul că ar fi util să se cunoască ce influenţă ar avea, asupra performanţelor prescrise, modificarea valorii elementelor în timpul funcţionării. De asemenea, problema este importantă în prescrierea toleranţelor constructive ale pieselor în procesul de fabricaţie. În toate aceste cazuri trebuie să se cunoască legătura directă dintre variaţia elementelor şi caracteristica de răspuns. Această legătură ar putea fi găsită prin următoarele metode:

— metoda indirectă, prin care să se stabilească mai întîi efectul variaţiei elementelor asupra poziţiei polilor sau zerourilor funcţiei de răspuns şi apoi să se folosească relaţii generale ce dau modificarea funcţiei de răspuns cu poziţia polilor sau zerourilor;

— metoda directă, care să stabilească efectul variaţiei elementelor asupra caracteristicii de răspuns, fără a folosi relaţiile de legătură prin poli sau zerouri.

Metoda indirectă este indicată în cazul unor circuite cu un număr mare de elemente, cînd metoda directă conduce la relaţii matematice complicate. În cazul unor circuite simple, poate fi folosită metoda directă.

În literatura de specialitate consultată de autor există studii pentru determinarea deviaţiei polilor atunci cînd elementele circuitului variază [1], cum şi numeroase lucrări referitoare la influenţa deviaţiei polilor sau zerourilor asupra funcţiilor de transfer, dintre care citäm [2], [3].

Articolul de faţă îşi propune să aducă o contribuţie în stabilirea unor relaţii de legătură între deviaţiile mici ale elementelor şi modificarea parametrilor imagini la circuitele defazoare în X. În ipoteza că unul dintre elementele circuitului variază, se va stabili prin metoda directă influenţa acestei variaţii asupra parametrilor imagini.

II. RELAŢII GENERALE PENTRU MODIFICAREA PARAMETRILOR IMAGINI LA CUADRIPOLII ÎN X

Cuadripolii în X de tipul celui din figura 1, avînd în braţele z_a şi z_b elemente pasive şi liniare, sînt deseori întîlniţi în telecomunicaţii.

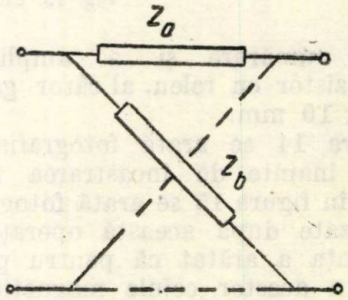


Fig. 1.

Se ştie că pentru acest cuadripol impedanţa imagine z_c şi exponentul de transfer pe imagini g pot fi calculate cu formulele:

$$z_c = \sqrt{z_a z_b}, \tag{1}$$

$$g = \ln \frac{1}{T} = \ln \frac{1+\sqrt{\frac{z_a}{z_b}}}{1-\sqrt{\frac{z_a}{z_b}}}. \tag{2}$$

Menţionăm de la început că în continuare ca şi în relaţiile (1), (2) vom folosi numai valori normate ale impedanţelor pe care le vom nota cu litere mici.

Funcţia T din (2) reprezintă funcţia de transfer pe imagini:

$$T = \frac{1-\sqrt{\frac{z_a}{z_b}}}{1+\sqrt{\frac{z_a}{z_b}}}. \tag{3}$$

Presupunem că z_a este variabil și z_b este constant. Deci z_c și g sînt funcții de variabila complexă $z_a = r_a + j x_a$. Funcțiile z_c și g sînt olomorfe în domeniul planului variabilei complexe z din care s-au extras punctele singulare. În domeniul de olomorfie putem aplica formula creșterilor finite, pentru a determina variația impedanței imagine Δz_c^a și a exponentului de transfer Δg^a *, datorită variației lui z_a:

$$\Delta z_c^a = \frac{dz_c}{dz_a}\,\Delta z_a = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{z_b}{z_a}}\,\Delta z_a,$$

$$\Delta z_c^a = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta z_1}{z_a}\,z_c; \tag{4}$$

$$\Delta g_a^a = \frac{dg}{dz_a}\,\Delta z_a = \frac{2}{1-\frac{z_1}{z_b}}\,\frac{1}{2}\,\frac{1}{\sqrt{z_a z_b}}\,\Delta z_a;$$

$$\Delta g^a = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta z_1}{z_a}\,shg. \tag{5}$$

În mod analog considerînd că z_b variază și z_a este constant, vom avea în domeniul de olomorfie a lui z_c, respectiv g:

$$\Delta z_c^b = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta z_b}{z_b}\,z_c, \tag{6}$$

$$\Delta g^b = -\frac{1}{2} + \frac{\Delta z_b}{z_b}\,shg. \tag{7}$$

III. PROPRIETĂȚILE GENERALE ALE DEFAZOARELOR ÎN X

În cazul circuitelor defazoare în X, impedanțele z_a și z_b sînt reactanțe pure, de semn contrar, inverse una alteia, adică:

$$z_a z_b = 1 \tag{8}$$

$$\frac{z_1}{z_b} < 0 \tag{9}$$

și după cum se știe:

$$z_a = 1 \tag{10}$$

$$a = 0 \tag{11}$$

$$tg\,\frac{b}{2} = \sqrt{\frac{X_a}{X_b}} = X_a = \frac{1}{X_b}. \tag{12}$$

Aceste sînt circuite de fază, de rezistență constantă, a căror funcție de transfer pe imagini poate fi exprimată sub forma unei fracții raționale de variabila complexă p **:

$$T(p) = \frac{P(-p)}{P(p)}. \tag{13}$$

*) S-au notat cu Δz_c^a și Δg^a variațiile datorite deviației elementelor din brațul z_a și cu $\Delta z^b{}_c$ și Δg^b – variațiile datorite deviației elementelor din brațul z_b al cuadripolului.

**) p este frecvența complexă.

***) Vezi lucrarea [5].

Polii fracției T (*) sînt situați în semiplanul stîng al planului p (pe axa reală, sau în perechi complex conjugate). Zerourile sînt dispuse simetric față de poli, în raport cu axa imaginară,

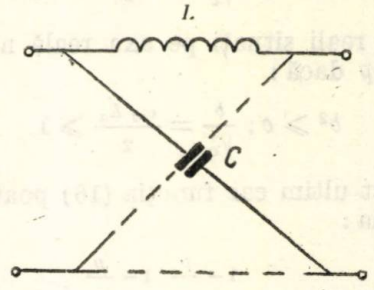


Fig. 2.

deci numai în semiplanul drept. Funcția nu posedă poli pe axa imaginară și $|T(j\omega)| \leqslant 1$.

Cele mai simple circuite defazoare în X sînt arătate în figurile 2 și 3***.

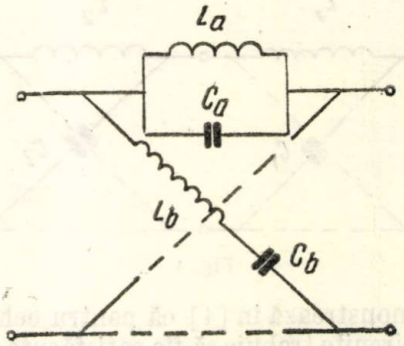


Fig. 3.

Pentru defazorul de ordinul unu din figura 2, funcția de transfer pe imagini este:

$$T(p) = \frac{a-p}{a+p} = \frac{1-\frac{p}{a}}{1+\frac{p}{a}}, \tag{14}$$

avînd un singur pol situat pe axa reală negativă a planului p la distanța:

$$a = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0 \tag{15}$$

față de origine.

Pentru defazorul de ordinul doi din figura 3:

$$T(p) = \frac{p^2 - 2bp + c}{p^2 + 2bp + c} = \frac{1-\frac{2bp}{p^2+c}}{1+\frac{2bp}{p^2+c}}, \tag{16}$$

unde:

$$\left.\begin{aligned} b &= \frac{1}{2C_a} = \frac{\omega_a^2 L_1}{2} \\ c &= \omega_a^2 = \frac{1}{L_a C_a} \end{aligned}\right\}. \tag{17}$$

Funcția $T(p)$ din (16) poate avea polii complex conjugați dacă:

$$b^2 < c;\ \frac{b}{\sqrt{c}} = \frac{\omega_a L_a}{2} < 1, \tag{18}$$

sau polii reali situați pe axa reală negativă a planului p dacă:

$$b^2 \geqslant c;\ \frac{b}{\sqrt{c}} = \frac{\omega_a L_a}{2} \geqslant 1, \tag{19}$$

și în acest ultim caz funcția (16) poate fi pusă sub forma:

$$T(p) = \frac{1-\frac{p}{\omega_1}}{1+\frac{p}{\omega_1}} \cdot \frac{1-\frac{p}{\omega_2}}{1+\frac{p}{\omega_2}}, \tag{20}$$

iar circuitul din figura 3 poate fi echivalat cu circuitul din figura 4.

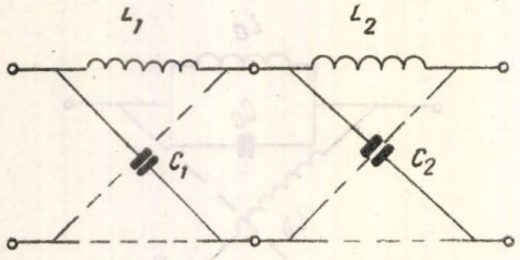


Fig. 4.

Se demonstrează în [4] că pentru echivalența acestor circuite trebuie să fie satisfăcute relațiile:

$$\omega_a^2 L_a = \omega_1 + \omega_2;\quad \omega_a^2 = \omega_1 \cdot \omega_2, \tag{21}$$

unde ca și pentru defazorul din figura 2 trebuie să avem:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}};\quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}. \tag{22}$$

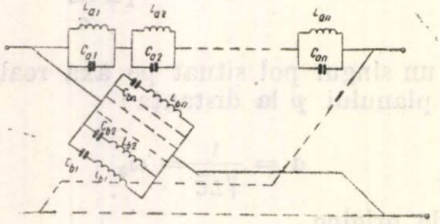


Fig. 5.

În cazul unui defazor de ordinul n avînd schema din figura 5, funcția de transfer $T(p)$ este dată de:

$$T(p) = \frac{1-\left[\frac{2b_1 p}{p^2+c_1} + \frac{2b_2 p}{p^2+c_2} + \ldots + \frac{2b_n p}{p^2+c_n}\right]}{1-\frac{2b_1 p}{p^2+c_1} + \frac{2b_2 p}{p^2+c_2} + \ldots + \frac{2b_n p}{p^2+c_n}}. \tag{23}$$

Orice defazor de ordinul n poate fi realizat prin conectarea în cascadă a $n/2$ defazoare de ordinul doi*, care la rîndul lor pot fi echivalate fiecare cu două defazoare de ordinul unu, dacă satisfac condițiile (19). Evident dipolii X_a și X_b pot avea și alte structuri echivalente celor din figura 5. Dacă $C_n = 0$ sau $L_n = \infty$ în schema din figura 5, atunci în schema echivalentă formată din defazoare elementare va trebui să intre neapărat cel puțin o celulă elementară de ordinul unu. Deci orice defazor, cu X_a și X_b oricît de complicate, poate fi reprezentat prin conectarea în cascadă a unor defazoare de ordinul unu și doi. În acest sens spunem că defazoarele din figurile 2 și 3 sînt celule defazoare elementare.

IV. STUDIUL MODIFICĂRII PARAMETRILOR IMAGINI AI DEFAZOARELOR ÎN X LA DEVIAȚII MICI ALE ELEMENTELOR COMPONENTE

Ținînd seama de relațiile (8) și (10), formulele (4), (5), (6) și (7) devin:

$$\Delta z_c^a = \frac{1}{2}\frac{\Delta X_a}{X_a} \tag{4}'$$

$$\Delta b^a = \frac{1}{2}\frac{\Delta X_a}{X_a}\sin b \tag{5}'$$

$$\Delta z_c^b = \frac{1}{2}\frac{\Delta X_b}{X_b} \tag{6}'$$

$$\Delta b^b = \frac{1}{2}\frac{\Delta X_b}{X_b}\sin b. \tag{7}'$$

Remarcăm că funcțiile din relațiile de mai sus sînt reale la frecvențe reale ($p = j\omega$). Relațiile diferențiale se vor stabili numai pentru frecvențe reale, deci reactanțele și deviațiile lor vor fi funcții reale de elementele circuitelor și de frecvență.

Vom studia acum influența unor variații mici ale elementelor asupra parametrilor imagini ai defazoarelor în X elementare și vom extinde apoi aceste relații la defazoarele în X de ordinul n.

În articolul de față nu ne propunem să studiem variația atenuării pe imagini, care evident nu va mai fi nulă atunci cînd X_a sau X_b variază. La variații mici ale elementelor apare o atenuare diferită de zero la frecvențe apropiate de frecvențele de rezonanță ale lui X_a, respectiv X_b. Pentru o evaluare a atenuării pe imagini ar fi util să se considere și influența pierderilor, care sînt importante în jurul acestor frecvențe, ceea ce nu constituie obiectul acestui studiu.

1. Defazor în X cu un singur element pe braț

Considerăm schema din figura 2 în care presupunem că variază L, iar C este constant. Ținînd seama de (4)' avem:

$$\Delta z_c^a = \frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L} \tag{24}$$

* Vezi lucrarea [5].

iar din (5)' găsim :

$$\Delta b^a = \frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L}\sin b. \qquad (25)$$

Pentru Δb^a frecvența critică ω_0, la care deviația fazei e maximă, este aceea pentru care $\sin b = 1$, deci $b = \pi/2$. În cazul considerat :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \qquad (26)$$

iar deviația maximă a fazei este :

$$\Delta b^a_{max} = \frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L}; \qquad (27)$$

ω_0 reprezintă în același timp polul funcției de transfer pe imagini și frecvența reală de deviație maximă a fazei. În mod analog, dacă C variază iar L este constant, se obțin relațiile :

$$\Delta z^b_c = -\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}, \qquad (28)$$

$$\Delta b^b_{max} = \frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}, \qquad (29)$$

iar Δb^b este maxim tot la frecvența ω_0.

Rezultă că pentru defazoarele de ordinul unu variația impedanței imagine este independentă de frecvență, iar deviația maximă a fazei are loc la o frecvență reală egală cu modulul polului funcției de transfer pe imagine.

2. Dezvoltarea în X cu două elemente pe braț

Considerăm defazorul cu schema din figura 3 în care presupunem L_a = var. C_a, L_b, C_b = const.

Reactanța din brațul serie este dată de relația :

$$X_a = \frac{\omega L_a}{1 - \omega^2 L_a C_a}. \qquad (30)$$

Modificarea lui X_a datorită variației lui L_a se determină aplicînd relației (30), formula creșterilor finite :

$$\Delta X_a = \frac{\omega \Delta L_a}{(1-\omega^2 L_a C_a)^2} = \frac{X_a^2}{\omega L_a}\frac{\Delta L_a}{L_a}, \qquad (31)$$

$$\frac{\Delta X_a}{X_a} = \frac{X_a}{\omega L_a}\frac{\Delta L_a}{L_a}. \qquad (32)$$

Din (4) se obține pentru variația impedanței imagine :

$$\Delta z^a_c = \frac{1}{2}\frac{X_a}{\omega L_a}\frac{\Delta L_a}{L_a}. \qquad (33)$$

Se vede că în acest caz variația impedanței imagine depinde de frecvență, astfel că putem scrie :

$$\Delta z^a_c = \frac{1}{2} E_1(\omega)\frac{\Delta L_a}{L_a}. \qquad (34)$$

Această deviație este maximă la frecvența la care $E(\omega)$ este maxim. Reprezentarea funcției $E(\omega)$ din figura 6 arată că la frecvența de

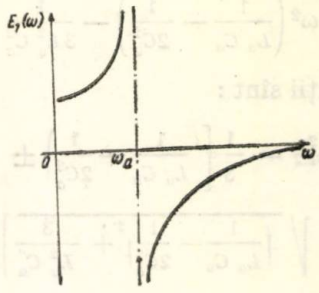


Fig. 6.

rezonanță $\omega_a = 1/\sqrt{L_a C_a}$ modificarea impedanței imagine este ∞. Δz^a_c este egală cu cea din formula (24) pentru $\omega = 0$ și egală și de semn contrar cu cea din formula (24) pentru $\omega = \sqrt{2}\,\omega_a$. Pentru $\omega > \sqrt{2}\,\omega_a$, Δz^a_c ia valori mici, neglijabile.

Pentru modificarea defazării introduse de cuadripol la variația lui L_a, se obține din (5)' și (32) :

$$\Delta b^a = \frac{1}{2}\frac{X_a}{\omega L_a}\frac{\Delta L_a}{L_a}\sin b. \qquad (35)$$

Această funcție depinde de frecvență. Fie :

$$\Delta^a_b = F(\omega)\frac{\Delta L_a}{L_a}, \qquad (36)$$

în care :

$$F(\omega) = \frac{1}{2}\frac{X_a}{\omega L_a}\sin b. \qquad (37)$$

Ținînd seama de (8) și (13) se găsește :

$$F(\omega) = \frac{1}{\omega L_a}\frac{1}{1+\left(\frac{1}{X_a}\right)^2}.$$

Cînd această expresie este maximă, și Δ^a_b din (36) e maxim. Pentru simplificarea calculelor notăm :

$$P(\omega) = \omega\left[1 + \left(\frac{1}{X_a}\right)^2\right] \qquad (39)$$

deci (31) poate fi pusă sub forma :

$$F(\omega) = \frac{1}{L_a}\frac{1}{P(\omega)}, \qquad (40)$$

expresie ce devine maximă la frecvența la care $P(\omega)$ e minim. Ținînd seama de expresia admitanței pentru circuitul derivație din brațul serie (fig. 3) expresia (39) devine :

$$P(\omega) = \omega\left[1 + \left(\frac{1}{\omega L_a} - \omega C_a\right)^2\right]. \qquad (41)$$

Problema se reduce la determinarea minimului funcției $P(\omega)$. Egalînd cu zero derivata $P'(\omega)$, se obține ecuația bipătrată:

$$\omega^4 - \frac{2}{3}\omega^2\left(\frac{1}{L_a C_a} - \frac{1}{2C_a^2}\right) - \frac{1}{3L_a^2 C_a^2} = 0 \quad (42)$$

ale cărei soluții sînt:

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{1}{3}\left[\left(\frac{1}{L_a C_a} - \frac{1}{2C_a^2}\right) \pm \right.$$

$$\left. \pm \sqrt{\left(\frac{1}{L_a C_a} - \frac{1}{2C_a^2}\right)^2 + \frac{3}{L_a^2 C_a^2}}\right]. \quad (43)$$

Evident, în (43) interesează valorile reale și pozitive ale soluției. Ținînd seama de relațiile (17) avem:

$$\omega_a^2 = \frac{1}{L_a C_a}; \quad \frac{b}{\sqrt{c}} = \frac{\omega_1 L_a}{2} = \frac{1}{2\omega_a C_a}; \quad b = \frac{1}{2C_a}.$$

Cu aceste notații soluția (43) poate fi pusă sub forma:

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{\omega_a^2}{3}\left(\frac{2b^2}{c} - 1\right)\left[\pm\sqrt{1 + \frac{3}{\left(\frac{2b^2}{c} - 1\right)^2}} - 1\right]. \quad (44)$$

Se vede că relația (44) depinde de raportul b^2/c. Semnul factorului din prima paranteză este dictat de valoarea relativă a raportului $(2b^2)/c$ față de unitate, deci vom considera următoarele situații:

a) $\frac{b}{\sqrt{c}} \ll 1$,

deci prima paranteză din (44) fiind negativă vom adopta soluția cu semnul minus în fața radicalului. Neglijînd pe $(2b^2)/c$ față de unitate, vom obține:

$$\omega_{max}^2 \approx \frac{\omega_a^2}{3}(-1)\left[-\sqrt{1+3} - 1\right] \approx \omega_a^2. \quad (45)$$

La această frecvență $X_a = \infty$, deci din (31) și (29) rezultă:

$$\Delta b_{max}^a = \frac{1}{\omega_a L_a}\frac{\Delta L_a}{L_a} = \frac{1}{2}\frac{\sqrt{c}}{b}\frac{\Delta L_a}{L_a}. \quad (46)$$

b) $\frac{b}{\sqrt{c}} \approx 1$:

în acest caz ecuația (44) ne dă:

$$\omega_{max} = \frac{\omega_1}{\sqrt{3}}. \quad (47)$$

Înlocuind în (31), (38), (39) pe $\omega = \omega_{max}$ găsim:

$$\Delta b_{max} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^3 \frac{\Delta L_a}{L_a}. \quad (48)$$

c) $\frac{b}{\sqrt{c}} \gg 1$.

Din (44) obținem soluția aproximativă:

$$\omega_{max} = \frac{\omega_1}{\sqrt{3}} \quad (49)$$

și la fel ca mai sus obținem:

$$\Delta b_{max} = \frac{2\sqrt[4]{3}}{(\sqrt{3}-1)^2}\frac{\Delta L_a}{L_a}\cdot\frac{b}{\sqrt{c}}. \quad (50)$$

Ca și la punctul 1 căutăm o legătură între valoarea frecvenței de deviație maximă și polii funcției de transfer pe imagini.

Frecvența de deviație maximă fiind reală, asemenea legătură va putea fi stabilită mai simplu pentru polii reali ai funcției $T(p)$, deci dacă relațiile (19) sînt satisfăcute.

Notăm:

$$q = \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad (51)$$

unde considerăm că $\omega_2 > \omega_1$.

Ținînd seama de relațiile (21) și (22), parametrii din (44) devin:

$$\omega_a = \sqrt{q}\,\omega_1; \quad \frac{2b^2}{c} = \frac{(q+1)^2}{2q}\omega_1 \quad (52)$$

și introducînd aceste relații în (44) găsim:

$$\omega_{max\,1,2}^2 = \frac{q\omega_1^2}{3}\left[\frac{(q+1)^2}{2q} - 1\right]\left[\mp\sqrt{1 + \frac{3}{\left(\frac{(q+1)^2}{2q} - 1\right)^2}} - 1\right]. \quad (53)$$

Deoarece am presupus că $(b/\sqrt{c}) > 1$, soluția care conduce la frecvența de deviație maximă reală va fi cea în care radicalul este cotat cu semn pozitiv. După cîteva simplificări algebrice elementare se obține din (53) pentru ω_{max} real:

$$\omega_{max}^2 = \omega_1^2\frac{q^2+1}{6}\left[\sqrt{1 + \frac{12q^2}{(q^2+1)^2}} - 1\right] \quad (54)$$

Se vede că ω_{max} este de forma:

$$\omega_{max}^2 = R_1(q)\,\omega_1^2. \quad (55)$$

Variația funcției:

$$R_1(q) = \frac{q^2+1}{6}\left[\sqrt{1 + \frac{12q^2}{(q^2+1)^2}} - 1\right] \quad (56)$$

este interesantă în domeniul $1 < q < \infty$ deoarece am presupus $\omega_2 > \omega_1$. La limita inferioară $q = 1$, regăsim situația discutată la punctul c) de mai sus; $\omega_a = \omega_1 = \omega_2$, $R_1(1) = 1/3$ deci din (55) se obține:

$$\omega_{max} = \frac{\omega_1}{\sqrt{3}}$$

adică aceeași frecvență cu cea determinată din relația (47). În acest caz în schema din figura 4

cele două defazoare de ordinul unu sînt identice. Pentru $q \to \infty$, $R_1(q) = \infty.0$. Eliminînd nedeterminarea se obține $\lim_{q \to \infty} R(q) = 1$. În această situație $\omega_{max} = \omega 1$ ca și în cazul celulelor defazoare elementare de ordinul unu. Pentru valori ale lui q intermediare, $R(q)$ variază după curba din figura 7.

Se vede că pentru $q = (\omega_1/\omega_2) > 6$ se poate considera cu o eroare mai mică de 10% că $\omega_{max} \approx \omega_1$. Înlocuind în (58) pe ω cu ω_1 și ținînd seama de (60) obținem:

$$\Delta b^2 = \frac{1}{\omega_1 L_a} \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_1^2 L_a^2}\left(1 - \frac{1}{q}\right)^2} \frac{\Delta L_a}{L_a}. \qquad (53)$$

Dacă q este mare, frecvențele ω_1 și ω_2 sînt destul de îndepărtate una de alta. Această

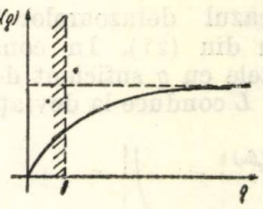


Fig. 7

situație corespunde circuitelor de defazaj constant într-o bandă largă de frecvențe [4]. În

Tabela 1

Reactanța variabilă	$X_a = \frac{\omega L_a}{1 - \omega^2 L_a C_a}$		$X_b = \frac{\omega^2 L_b C_b - 1}{\omega C_b}$	
Coloana	1	2	3	4
Elementul variabil	L_a	C_a	L_b	C_b
ΔX	$\frac{X_a^2}{\omega L_a} \frac{\Delta L_a}{L_a}$	$X_a^2 \omega C_a \frac{\Delta C_a}{C_a}$	$\omega L_b \frac{\Delta L_b}{L_b}$	$\frac{1}{\omega C_b} \frac{\Delta C_b}{C_b}$
Δz_c	$\frac{1}{2} E_1(\omega) \frac{\Delta L_a}{L_a}$	$\frac{1}{2} E_2(\omega) \frac{\Delta C_a}{C_a}$	$\frac{1}{2} E_1(\omega) \frac{\Delta L_b}{L_b}$	$\frac{1}{2} E_2(\omega) \frac{\Delta C_b}{C_b}$
$E(\omega)$	$\frac{1}{1 - \omega^2/\omega_a^2}$	$\frac{\omega^2/\omega_a^2}{1 - \omega^2/\omega_a^2}$	$-\frac{\omega^2/\omega_a^2}{1 - \omega^2/\omega_a^2}$	$-\frac{1}{1 - \omega^2/\omega_a^2}$
ω_{max} ptr. z_c	ω_a	ω_a	ω_a	ω_a
Δ_b	$F(\omega) \frac{\Delta L_a}{L_a}$	$F(\omega) \frac{\Delta C_a}{C_a}$	$F(\omega) \frac{\Delta L_b}{L_b}$	$F(\omega) = \frac{\Delta C_b}{C_b}$
$F(\omega)$	$\frac{1}{\omega L_a} \frac{1}{1 + \frac{1}{X_a^2}}$	$\frac{\omega C_a}{1 + \frac{1}{X_a^2}}$	$\frac{\omega L_b}{1 + X_b^2}$	$\frac{1}{\omega C_b} \frac{1}{1 + X_b^2}$
ω_{max}^2 ptr. Δ_b	$\frac{\omega_a^2}{3}\left[\frac{2b^2}{c} - 1\right]\left[\mp\sqrt{1 + \frac{3}{\left(\frac{2b^2}{c} - 1\right)^2}} - 1\right]$	$\omega_a^2\left[\frac{2b^2}{c} - 1\right]\left[1 \pm \sqrt{1 + \frac{3}{\left(\frac{2b^2}{c} - 1\right)^2}}\right]$	ca în col. 2	ca în col. 1
ω_{max} la $b/\sqrt{c} < 1$	ω_a	ω_a	ω_a	ω_a
Δb_{max} la $\frac{b}{\sqrt{c}} < 1$	$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{c}}{b} \frac{\Delta L_a}{L_a}$	$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{c}}{b} \frac{\Delta C_a}{C_a}$	$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{c}}{b} \frac{\Delta L_b}{L_b}$	$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{c}}{b} \frac{\Delta C_b}{C_b}$
ω_{max} la $\frac{b}{\sqrt{c}} > 1$	$\omega_1 \frac{q^2 + 1}{6}\left[\sqrt{1 + \frac{12q^2}{(q^2 + 1)^2}} - 1\right]$	$\omega_2 \frac{q^2 + 1}{2q^2}\left[1 + \sqrt{1 + \frac{12q^2}{(q^2 + 1)^2}}\right]$	ca în col. 2	ca în col. 1
ω_{max} la q mare	ω_1	ω_2	ω_2	ω_1
Δb_{max} la q mare	$\frac{1}{2} \frac{\Delta L_a}{L_a}$	$\frac{1}{2} \frac{\Delta C_a}{C_a}$	$-\frac{1}{2} \frac{\Delta L_b}{L_b}$	$-\frac{1}{2} \frac{\Delta C_b}{C_b}$

acest caz raportul $b/\sqrt{c}$ e apropiat de unitate, totuşi supraunitar, astfel că: $\Delta b_{max} \approx \left(\frac{1}{2}\frac{\Delta L_a}{L_a}\right)$, ca şi în cazul defazoarelor elementare de ordinul unu din (27). În consecinţă rezultă că la circuitele cu q suficient de mare, variaţia inductanţei L conduce la deviaţii ale defazării

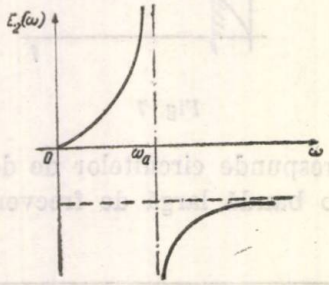


Fig. 8.

care sînt maxime la o frecvenţă egală cu modulul polului real al funcţiei de transfer pe imagini cel mai apropiat de origine, în planul p. Valoarea maximă a acestei deviaţii este aceeaşi ca şi în cazul 1.

Dacă presupunem că în schema din figura 3 variază C_a, iar L_a, L_b şi C_b sînt constante, se obţin, prin calcule similare, rezultatele indicate în tabela 1 la coloana 2. Din tabelă se vede că funcţia $E_2(\omega)$ care dete mină variaţia impedanţei imagine are variaţia din figura 8, frecvenţa de deviaţie maximă a impedanţei fiind ω_a.

În ceea ce priveşte deviaţia defazajului la variaţia lui C_a, aceasta este maximă la o frecvenţă ω_{max} ce coincide cu ω_2 pentru valori mari ale parametrului q. Funcţia $R_2(q)$ corespunzătoare este reprezentată în figura 9.

Din valorile prezentate în tabela 1 se poate trage concluzia că modificarea impedanţei imagine este teoretic infinită la frecvenţa ω_a dar

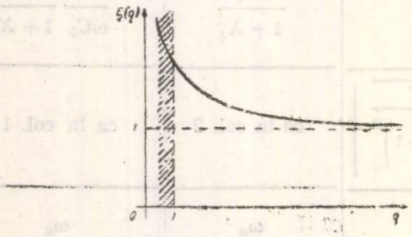


Fig. 9.

în realitate este finită, datorită pierderilor din circuitele reale.

Pentru circuitele avînd polii funcţiei $T(p)$ reali şi negativi suficient de distanţaţi, variaţia defazării este maximă la frecvenţele ω_1 şi ω_2 şi este proporţională cu deviaţia elementelor.

3. Consideraţii asupra defazoarelor în X cu mai multe elemente pe braţ

Extinderea relaţiilor obţinute pentru celulele defazoare elementare la defazoarele de ordin superior conduce la ecuaţii algebrice de grad superior, a căror rezolvare este dificilă. În cele ce urmează se fac cîteva consideraţii care reduc defazoarele cu mai multe elemente pe braţ la celule de ordinul unu şi doi conectate în cascadă.

Ţinînd seama de expresia (23) a funcţiei de transfer de ordinul n şi de faptul că aceasta poate fi pusă sub forma unui produs de funcţii elementare de ordinul unu şi doi, se poate spune că, atunci cînd L_{ak} sau C_{ak} din circuitul derivaţie acordat pe frecvenţa ω_k variază, X_a are aceeaşi variaţie ca şi în cazul de la punctele 1 şi 2. Modificarea parametrilor imagini este direct proporţională cu $\Delta X_a/X_a$ şi este importantă în jurul frecvenţei ω_{ak}. Dacă reactanţa X_a are polii suficient de îndepărtaţi unul faţă de altul (şi acesta este cazul defazoarelor de fază constantă într-o bandă largă de frecvenţe), putem aproxima $\Delta X_a/X_a$ cu $\Delta X_{ak}/X_{ak}$ în jurul frecvenţei ω_{ak} şi putem extinde relaţiile precedente şi asupra cuadripolilor de ordin n.

Presupunem că la un cuadripol de ordinul n variază L_{ak}. Modificarea maximă a impedanţei imagine va avea loc la frecvenţa ω_{ak}. Dacă $(2b/\sqrt{c}) \ll 1$, funcţia de transfer $T_k(p)$ are polii complex conjugaţi, iar frecvenţa reală la care are loc deviaţia maximă a defazării pe imagini este ω_{ak}. Dacă $(2b/\sqrt{c}) > 1$, funcţia de transfer $T_k(p)$ are polii reali şi negativi (ω_{k1}, ω_{k2}) şi dacă aceştia la rîndul lor sînt suficient de îndepărtaţi, unul faţă de altul, variaţia lui L_{ak} face ca defazarea pe imagini să se modifice cel mai mult la frecvenţa $\omega_{k1} < \omega_{k2}$. În acelaşi mod se pot extinde relaţiile din tabela 1 pentru variaţia oricărui din elementele lui X_a.

V. CONCLUZII

Relaţiile generale prezentate în articolul de faţă stabilesc influenţa variaţiei elementelor circuitelor defazoare în X asupra parametrilor imagini. Astfel, s-a stabilit că deviaţia impedanţei imagine este maximă în polul respectiv, nulul funcţ ei de reactanţă X_a, respectiv X_b, corespunzător elementului care variază. Aceasta este fizic evident pentru circuitele în X, care reprezintă punţi echilibrate al căror echilibru se strică brusc, imediat ce unul din circuite se dezacordează. În ceea ce priveşte variaţia defazării pe imagini, pentru circuitele cele mai uzuale, aceasta este maximă la frecvenţe reale, egale cu modulul polilor funcţiei de transfer pe imagini. Relaţiile dintre variaţia defazării şi variaţia elementelor circuitului particularizate la circuitele de fază cu polii reali distanţaţi unul faţă de altul, sînt reprezentate de relaţiile stabilite în [4]. În acelaşi timp introducerea funcţiilor $R(q)$ şi studiul variaţiei acestora permite să se stabilească precis domeniul de valabilitate al relaţiilor din [4] pentru toleranţele constructive ale elementelor defazoare.

Relaţiile stabilite sînt utile şi atunci cînd se cere să se obţină deviaţii mici ale defazării Δb în banda transmisă, deoarece ele indică ce elemente şi în ce măsură trebuie modificate pentru a obţine valoarea Δb dorită. În acelaşi timp, aceste relaţii pot fi folosite pentru stabilirea toleranţelor în construcţia defazoarelor. Studiul prezentat dă indicaţii şi asupra frecvenţelor critice la care trebuie să se verifice prin măsurători defazarea şi adaptarea circuitelor.

Menţionăm că relaţiile stabilite sînt valabile numai pentru deviaţii mici ale elementelor şi în ipoteza că numai unul dintre elementele circuitului variază.

Dacă presupunem că toate elementele circuitului variază, modificarea lui z_c este dată de:

$$z_c = \frac{1}{2}\left[\frac{\Sigma\,\Delta X_{ak}}{X_a} + \frac{\Sigma\,\Delta X_{bk}}{X_b}\right]. \qquad (54)$$

Pentru defazoarele avînd polii funcţiei de transfer pe axa reală negativă a planului p, suficient de îndepărtaţi unul faţă de altul, se poate considera că, chiar atunci cînd toate elementele variază, fiecare bobină L_{ak} (L_{bk}), respectiv condensator C_{ak} (C_{bk}) modifică, defazarea cel mai mult la frecvenţele ω_{1k} (ω_{2k}), respectiv ω_{2k} (ω_{1k}). La aceste frecvenţe modificarea datorită variaţiei celorlalte elemente este neglijabilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Papoulis, A. *Displacement of the zeros of the impedance Z(p) due to incremental variations in the network elements.* Proc. of the IRE, vol. 43, p. 74–82, January, 1955.

[2] Truxal, J. *Sintez sistem avtomaticeskovo regulirovania.* Maşghiz, Moskva, 1959.

[3] Cartianu, Gh., Poenaru D. *Variations of transfer functions with the modification of pole location.* IRE Trans. on Circuit Theory vol. CT–9, p. 77–78, March. 1962.

[4] Vinogradov, A. *Polucenie postoianovo fazovovo sdviga v diapazone.* Jurnal tehnikescoi fiziki, Tom. XXVII, mart., 1957.

[5] Balabanian, N. *Sintez electriceskih tepei.* Gosenergoizdat, Moskva, 1961.

Ing. DUMITRU STANOMIR

Circuitul echivalent al unui vibrator magnetostrictiv

CZ 621.37

1. INTRODUCERE

După cum se ştie, fenomenul de magnetostricţiune directă constă în apariţia unei deformaţii mecanice atunci cînd o bară dintr-un material dat se află într-un cîmp de inducţie magnetic, orientat de-a lungul axei barei. Analitic, fenomenul se exprimă astfel:

$$\frac{\Delta l}{l} = f[B^2], \qquad (1)$$

în care s-a notat:

$\Delta l/l$ — deformaţia relativă a lungimii barei;
B — inducţia magnetică.

Materialele care prezintă acest fenomen sînt materiale feromagnetice, cum ar fi: nichelul, fierul, cobaltul. Dependenţa (1), însă în funcţie de de H în loc de B, ridicată experimental pentru cîteva materiale este dată în figura 1.

Trebuie amintit că mai există fenomenul de magnetostricţiune pentru volum, care este însă mai puţin accentuat decît primul. În timp ce fenomenul de magnetostricţiune longitudinal dispare cînd materialul este încălzit la o temperatură superioară temperaturii Curie, fenomenul de magnetostricţiune de volum persistă şi pentru temperaturi superioare temperaturii Curie.

Fenomenul de magnetostricţiune îşi găseşte aplicaţii în realizarea de traductoare electroacustice şi de filtre electromecanice. Pentru

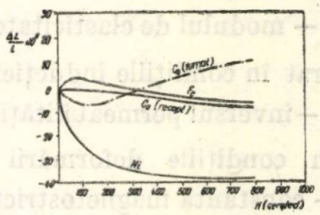


Fig. 1

liniarizarea efectului, mărimile variabile se suprapun peste o inducţie constantă B_0 şi o deformaţie constantă, de valori relativ mari.

2. ECUAŢIILE DE FUNCŢIONARE ALE TRADUCTORULUI MAGNETOSTRICTIV

Mărimile care definesc fenomenul de magnetostricţiune sînt:

— Mărimile cîmpului magnetic:
  B — cîmpul de inducţie magnetică (weber/m^2);
  H — cîmpul de magnetizare (amperspire/m).
— Mărimile cîmpului mecanic:
  T — tensiunea mecanică (newton/m^2);
  S — deformaţia relativă:

$$S = \frac{\partial \xi}{\partial x}\ (\text{mm})$$

cu:

ξ deplasarea (m),
x abscisa (m).

Se aleg ca variabile dependente T și H, iar ca variabile independente B și S.

Expresiile fenomenului care reflectă legătura dintre mărimile magnetice și cele mecanice se scriu:

$$\begin{cases} T = T[B,S] \\ H = H[B,S]. \end{cases} \tag{2}$$

Trecînd la variații obținem, diferențiind, relațiile:

$$\begin{cases} \Delta T = \frac{\partial T}{\partial B}\Delta B + \frac{\partial T}{\partial S}\Delta S, \\ \Delta H = \frac{\partial H}{\partial B}\Delta B + \frac{\partial H}{\partial S}\Delta S. \end{cases} \tag{3}$$

Prin Δ s-au notat variațiile relativ mici ale mărimilor de mai sus, în jurul unor valori medii determinate de polarizarea constantă (B_0, H_0, T_0, S_0). Mai departe se suprimă semnul Δ din fața mărimilor și, se înțelege, variațiile (3) alternative, relativ mici, altfel spus fenomenul este liniarizat. Coeficienții ecuațiilor liniarizate depind, evident, de punctul static de funcționare. Coeficienții din sistemul (3) au semnificațiile cunoscute, și anume:

$\frac{\partial T}{\partial B} = \gamma$ — constanta magnetostrictivă inversă, care reprezintă raportul dintre creșterea tensiunii mecanice T și creșterea inducției magnetice B rezultante;

$\frac{\partial T}{\partial S} = E^B$ — modulul de elasticitate al materialului, măsurat în condițiile inducției constante;

$\frac{\partial H}{\partial B} = \frac{1}{\mu^S}$ — inversul permeabilității magnetice, măsurat în condițiile deformării constante;

$\frac{\partial H}{\partial S} = \delta$ — constanta magnetostrictivă directă, care reprezintă raportul dintre creșterea cîmpului de magnetizare aplicat și a deformării rezultante.

Intre constantele γ și δ există o legătură simplă, care se poate stabili ținînd seama că potențialul termodinamic elementar

$$d\tau = TdS + HdB \tag{4}$$

este o diferențială exactă. Din (4) rezultă:

$$T = \frac{\partial \tau}{\partial S}; \quad H = \frac{\partial \tau}{\partial B}. \tag{5}$$

Aplicînd condițiile de diferențială exactă:

$$\frac{\partial^2 \tau}{\partial B \partial S} = \frac{\partial^2 \tau}{\partial S \partial B}; \quad \frac{\partial}{\partial B}\left[\frac{\partial \tau}{\partial S}\right] = \frac{\partial}{\partial S}\left[\frac{\partial \tau}{\partial B}\right],$$

se obține:

$$\frac{\partial T}{\partial B} = \frac{\partial H}{\partial S}$$

sau:

$$\tau = \gamma. \tag{6}$$

Relația (6) exprimă reversibilitatea fenomenului de magnetostricțiune. Cu observațiile de mai sus (3) devine:

$$\begin{cases} T = \gamma B + E^B S \\ H = \frac{1}{\mu^S} B + \gamma S. \end{cases} \tag{7}$$

Se pot stabili ușor relațiile de legătură între μ^S și μ^T, E^B și E^H. Ele sînt:

$$E^H = E^B[1 - K_0^2]$$
$$\frac{1}{\mu^T} = \frac{1}{\mu^S}[1 - K_0^2]. \tag{8}$$

Factorul:

$$K_0^2 = \frac{\gamma^2 \mu^S}{E^B} \tag{9}$$

se numește factor de cuplaj electromecanic și reprezintă partea din energia cîmpului magnetic care se transformă în energie mecanică.

3. CIRCUITUL MAGNETIC

Ecuațiile (7) vor fi aplicate pentru deducerea structurii circuitului echivalent pentru un vibrator magnetostrictiv de forma arătată în figura 2.

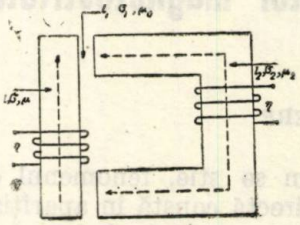


Fig. 2

Aici s-a notat cu:

l — lungimea circuitului magnetic respectiv;
μ — permeabilitatea magnetică a porțiunii considerate;
σ — secțiunea transversală.

Indicele 1 se referă la mărimile l, μ, S, din întrefier, indicele 2 se referă la circuitul magnetic pentru închiderea fluxului format din tole de Fe, Si, iar mărimile barei nu au indice.

— n este numărul de spire al înfășurării de curent alternativ;

— n_0 este numărul de spire al înfășurării de curent continuu.

4. ECUAȚIA DE MIȘCARE

Pentru a deduce ecuația de mișcare se scrie ecuația lui Newton:

$$\rho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x}. \tag{10}$$

Considerînd B = constant în timp și funcție de x (abscisa măsurată de-a lungul barei) se obține:

$$\rho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = E^B \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2},$$

sau:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = \frac{1}{v_0^2} \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2}, \tag{11}$$

cu

$$v_0^2 = \frac{E^B}{\rho}.$$

În aceste relații v_0 este viteza de propagare a oscilațiilor longitudinale în materialul din care este confecționată bara, iar ρ este masa specifică a materialului.

Soluția ecuației (11) se scrie:

$$\xi = Re\,[A_1 \cos\beta_0 x + A_2 \sin\beta_0 x]\, e^{j\omega t}, \tag{12}$$

cu:

$$\beta_0 = \frac{\omega}{v_0}$$

A_1, A_2 sînt constantele arbitrare determinate de condițiile la limită, fiind reale în cazul regimului de unde staționare.

5. REGIMUL DE UNDE STAȚIONARE

În acest caz bara este încărcată la capete cu o impedanță nulă sau mai precis bara radiază într-un mediu a cărui impedanță specifică este foarte mică față de impedanța specifică a materialului din care este confecționată bara. Condițiile la limită sînt identice la cele două capete și anume tensiunea T este nulă la $x = 0$ și la $x = l$. Din (12) se deduce expresia deformării S (se face abstracție în cele ce urmează de factorul $e^{j\omega t}$, considerînd numai amplitudinea oscilației:

$$S = \beta_0 [-A_1 \sin\beta_0 x + A_2 \cos\beta_0 x]. \tag{13}$$

Din ecuația (7) rezultă:

$$S = \frac{1}{E^B}[T - \gamma B]. \tag{14}$$

Condițiile la limită se scriu:

$$S|_{x=0} = -\gamma \frac{B}{E^B}, \tag{15}$$

$$S|_{x=l} = -\gamma \frac{B}{E^B},$$

sau

$$\beta_0 A_2 = -\gamma \frac{B}{E^B},$$

$$\beta_0 [-A_1 \sin\beta_0 l + A_2 \cos\beta_0 l] = -\gamma \frac{B}{E^B}.$$

Rezolvînd sistemul, se determină A_1 și A_2 și introducînd soluțiile în ecuația (12), se obține:

$$S = -\frac{\gamma B}{E^b}\left[\frac{\sin\beta_0 (l - x) + \sin\beta_0 x}{\sin\beta_0 l}\right]. \tag{16}$$

Din (16) se vede că pentru

$$\beta_0 l = n\pi$$

se produce rezonanță. Din (7) și din (16) se deduce ecuația cîmpului H:

$$H = \frac{1}{\mu^S} B\,[1 - K_0^2\, \alpha\,(\omega, x, l)], \tag{17}$$

în care:

$$\alpha(x, l, \omega) = \frac{\sin\beta_0 (l - x) + \sin\beta_0 x}{\sin\beta_0 l} = \frac{\cos\beta_0 \left[\frac{l}{2} - x\right]}{\cos\frac{\beta_0 l}{2}}.$$

Pentru deducerea circuitului echivalent vom scrie legea circuitului magnetic:

$$\oint H dl = nI. \tag{18}$$

pe circuitul magnetic considerat, ținînd seama că fluxul este constant. Astfel cîmpurile H_i au expresiile:

$$H_3 = \frac{1}{\mu^S} B\,[1 - K_0^2 \alpha\,(x, l, \omega)],$$

$$H_1 = \frac{B}{\mu_0}\frac{\sigma}{\sigma_1}, \quad H_2 = \frac{B}{\mu_2}\frac{\sigma}{\sigma_2}.$$

Efectuînd integrala (18) obținem:

$$nI = B\left[\frac{\sigma}{\sigma_1}\frac{2l_1}{\mu_0} + \frac{\sigma}{\sigma_2}\frac{l_2}{\mu_2} + \frac{l}{\mu^S}\left(1 - K_0^2 \frac{\operatorname{tg}\frac{\beta_0 l}{2}}{\frac{\beta_0 l}{2}}\right)\right] \tag{19}$$

Tensiunea U este legată de B prin relația:

$$U = j n \omega B \sigma.$$

Astfel admitanța se scrie:

$$Y = \frac{I}{U} = \frac{1}{j\omega n^2}\left[\frac{2l_1}{\sigma_1}\frac{1}{\mu_0} + \frac{l_2}{\sigma_2\mu_2} + \frac{l}{\mu^S\sigma}\left(1 - K_0^2 \frac{\operatorname{tg}\frac{\beta_0 l}{2}}{\frac{\beta_0 l}{2}}\right)\right], \tag{20}$$

sau

$$Y = \frac{1}{j\omega n^2}\left[\frac{2l_1}{\sigma_1\mu_0} + \frac{l_2}{\sigma_2\mu_2} + \frac{l}{\mu^S\sigma}\right] + j\frac{1}{n^2\omega}\frac{l K_0^2}{\mu^S\sigma}\frac{\operatorname{tg}\frac{\beta_0 l}{2}}{\frac{\beta_0 l}{2}} \tag{21}$$

Termenul

$$L = \frac{n^2}{\frac{2l_1}{\sigma_1\mu_0} + \frac{l_2}{\sigma_2\mu_2} + \frac{l}{\mu^S\sigma}}$$

reprezintă inductanța circuitului în absența fenomenului de magnetostricțiune. Termenul

$$j\frac{1}{n^2}\cdot\frac{K_0^2 l}{\mu^S\omega\sigma}\cdot\frac{\operatorname{tg}\frac{\beta_0 l}{2}}{\frac{\beta_0 l}{2}} = Y'$$

reprezintă admitanța reflectată. Y' devine infinită pentru $\beta_0 l = \pi$. prima frecvență de rezonanță și în jurul frecvenței de rezonanță se poate echivala cu admitanța unui circuit serie. Admitanța circuitului serie echivalent Y_e' se scrie:

$$Y_e' = j \frac{1}{2L' \Delta\omega}, \quad \text{cu } \Delta\omega = \omega_0 - \omega.$$

Termenul Y' se poate scrie în jurul frecvenței ω_0:

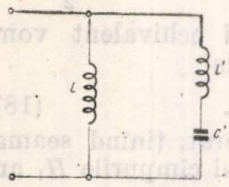


Fig. 3

$$Y' = j \frac{K_0^2 l}{n^2 \mu^S \omega} \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{1}{\Delta\omega}.$$

Egalînd cu Y' obținem:

$$L' = \frac{\pi^2}{8} \frac{n^2 \mu^S \sigma}{l K_0^2},$$

$$C' = \frac{8}{\pi^2} \frac{l K_0^2}{n^2 \mu \sigma} \frac{1}{\omega_0^2}. \quad (22)$$

Circuitul echivalent are deci structura din figura 3.

6. REGIMUL MIXT

Se va analiza cazul în care la capătul $x = 0$ bara este liberă, iar la capătul $x = l$ bara este încărcată cu impedanța de radiație a unui mediu, astfel încît $Z = \rho v$ a mediului este comparabilă cu $Z_0 = \rho_0 \omega_0$, impedanța barei magnetostrictive.

În acest caz condițiile la limită sînt:

$$\begin{cases} x = 0, & T = 0 \\ x = l, & T = j \omega XZ \end{cases} \quad (23)$$

Introducînd expresiile (12) și (13) în (23) obținem sistemul:

$$A_2 = \frac{\gamma B}{\beta_0 E^B},$$

$$\beta_0 [- A_1 \sin\beta_0 l + A_2 \cos\beta_0 l] =$$

$$= \frac{j\omega}{E^B} Z [A_1 \cos\beta_0 l + A_2 \sin\beta_0 l] - \frac{\gamma}{E^B} B \quad (24)$$

Din (24) se obține expresia deformării:

$$S = - \frac{\gamma B}{E^B} \left[\frac{1 - (\cos\beta_0 l - j Z' \sin\beta_0 l)}{\sin\beta_0 l + j Z' \cos\beta_0 l} \sin\beta_0 x + \right.$$

$$\left. + \cos\beta_0 x \right], \quad (25)$$

în care s-a notat

$$Z' = \frac{Z}{Z_0}. \quad (26)$$

Dacă notăm:

$$th\alpha = Z',$$

ecuația (25) devine:

$$S = - \frac{\gamma B}{E^B} \left[\frac{ch\alpha - ch(\alpha + j\beta_0 l)}{sh(\alpha + j\beta_0 l)} sh\, j\beta_0 x + \right.$$

$$\left. + ch\, j\beta_0 x \right]. \quad (27)$$

Dacă se introduce expresia (27) în (7) obținem o expresie asemănătoare expresiei (17). Partea care interesează este admitanța reflectată, care după efectuarea calculelor are expresia:

$$Y' = \frac{K_0^2 l}{\omega n^2 \mu^S \sigma} \frac{1}{\beta_0 l} \left[\frac{-2ch\alpha + ch(\alpha + j\beta_0 l) + ch\alpha\, ch\, j\beta_0 l}{sh(\alpha + j\beta_0 l)} \right] \quad (28)$$

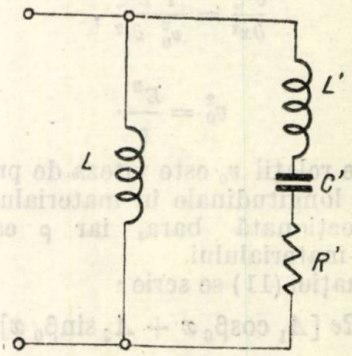


Fig. 4

Ceea ce interesează este valoarea admitanței la rezonanță:

$$Y_0' = \frac{1}{R'},$$

R' fiind rezistența echivalentă serie. Dacă în (28) se face

$$\beta_0 l = \pi$$

și ținem seama de relațiile:

$$ch(\alpha \pm j\pi) = - ch\,\alpha,$$

$$sh(\alpha \pm j\pi) = - sh\,\alpha,$$

obținem:

$$\frac{1}{R'} = \frac{4\, cth\,\alpha}{\pi} \frac{l K_0^2}{n^2 \mu^S \sigma \omega_0}$$

$$R' = \frac{n^2 \mu^S \sigma}{l} \omega_0 \frac{\pi}{K_0^2} \frac{Z'}{4} \quad (29)$$

Q-ul circuitului în sarcină se obține folosind relațiile (22) și (29):

$$Q = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0}{Z}. \quad (30)$$

Circuitul echivalent complet are structura din figura 4.

7. CONCLUZII

Formulele deduse permit calculul elementelor circuitului electric echivalent, cunoscînd elementele structurii ω_0, μ^S, σ, K_0^2, Z_0 și Z. Circuitul dedus se pretează la măsurători după metoda propusă în [2].

BIBLIOGRAFIE

[1] Bergman, L. *Ultrazvuk* Izdatelstvo inostrannot literaturi, Moskva. 1956.

[2] Round, H. *Măsurarea vibratorului magnetostrictiv* Wireless Eng. 29:101.(1952).

[3] Mason, S. J. *Piezoelektriceskie kristalt.* Izdatelstvo inostrannoi literaturi, Moskva, 1952.

[4] Pisău, Gh. *Filtre electromecanice.* Institutul Politehnic București, Teză disertație, 1960.

Ing. E. MIHĂILESCU

Radioreceptorul S618T „Miorița"

CZ. 621.396.62 :621.382.3

Aparat de concepție proprie realizat cu majoritatea pieselor din țară, „Miorița" este primul radioreceptor de masă cu tranzistoare fabricat de uzinele „Electronica" (fig. 1). El înlocuiește aparatele cu tuburi electronice alimentate de la baterii a căror producție a încetat complet în R.P.R., pentru localitățile și locuințele fără racord de energie electrică.

Cu o sensibilitate îmbunătățită față de radioreceptoarele portabile și cu o selectivitate pe deplin satisfăcătoare, „Miorița" realizează o audiție de bună calitate.

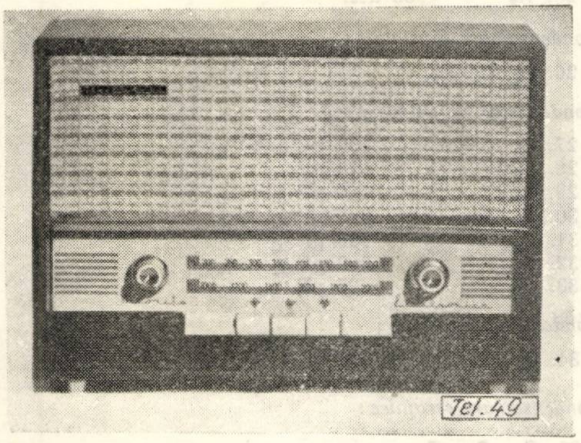


Fig. 1. Fotografia radioreceptorului S618T „Miorița".

Prin calitățile lui electroacustice, prin prezentarea plăcută ochiului și prin prețul de cost convenabil, radioreceptorul „Miorița" va găsi o largă apreciere și răspîndire în rîndurile oamenilor muncii de la orașe și sate și va deveni aparatul preferat.

PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE

Întreaga construcție electrică și mecanică este în general simplă, robustă și estetică din punctul de vedere al prezentării. Schema electrică a radioreceptorului „Miorița" are la bază schema aparatului „Litoral".

Șasiul s-a realizat din două piese, și anume: dintr-un fond-scară universal, apt pentru tipizare, pe care se montează condensatorul variabil cu sistemul de scară, comutatorul de unde și potențiometrul, și dintr-o scoabă-suport specifică pe care se montează celelalte piese. Această scoabă se prinde de fondul-scară prin punctare electrică.

Cablarea ansamblului *R.F.* a fost simplificată prin completarea lui cu o plăcuță cu circuite imprimate, care nu poate fi cositorită în baie, datorită faptului că atît cablajul cît și piesele sînt pe aceeași parte (datorită construcției comutatorului), însă prezintă multe avantaje, printre care semnalăm:

— aranjarea ordonată a pieselor și rigidizarea poziției lor;
— evitarea folosirii firelor de conexiuni;
— evitarea capetelor de bobină lungi.

Modulul *FI + AF* s-a realizat cu piesele receptorului „Litoral", pe o placă de cablaj imprimat, ceea ce reduce timpul de lucru și dă piesei finale un aspect modern.

Transformatoarele *FI* s-au ales simplu acordate, întrucît prezintă o serie de avantaje.

Antena din ferită se prinde de fondul-scară cu ajutorul unor reazeme de polietilenă.

La bobinele circuitelor de intrare și ale oscilatorului s-au folosit carcase din polistiren cu miez de ferită.

Difuzorul folosit este eliptic, 1 VA cu impedanță de 4Ω.

Scara are desfășurarea rectilinie și este etalonată în frecvențe (kHz). Punerea și scoaterea din funcțiune a aparatului, precum și trecerea de pe o gamă de unde pe alta se fac cu ajutorul unui comutator tip claviatură cu trei clape, care funcționează prin apăsare.

Frecvența intermediară s-a ales de 450 kHz, întrucît este suficient de depărtată de capătul inferior al gamei de unde medii (525 kHz) și de capătul superior al gamei de unde lungi (290 kHz), astfel încît semnalele exterioare de frecvență intermediară sînt atenuate suficient de mult în ambele game. De asemenea, se obține o atenuare suficientă a frecvenței-imagine și se realizează o selectivitate bună a radioreceptorului.

CÎTEVA CONSIDERAȚII TEHNICO-ECONOMICE

În realizarea aparatului s-au ales soluții simple și comode, care pretind un număr minim de scule.

Acul indicator este confecționat din polistiren. Comutatorul de unde s-a realizat prin adaptarea comutatorului de la receptorul „Litoral". Clapele sînt realizate dintr-o piesă injectată și o armătură, evitîndu-se astfel complicarea sculei de injecție.

S-au folosit exclusiv piesele injectate; pieselor ștantate li s-a dat forma cea mai simplă și cu pierderi minime de material.

Prin folosirea cablajului imprimat la ansamblul *RF* și la modulul *FI + AF* se reduce considerabil manopera, deci este mai economic; în același timp prezintă avantaj și din punct de vedere tehnic, piesele avînd un aspect modern.

DESCRIEREA SUMARĂ A RADIORECEPTORULUI

Montaj tip superheterodină cu șapte tranzistoare + două diode cu germaniu, funcționînd pe două game de undă (*UM* și *UL*). Aparatul este de tip staționar, putînd să funcționeze în condiții satisfăcătoare între −5 și +45°C.

Echipat cu antenă interioară din ferită care prezintă un important efect directiv și în același timp prevăzut și cu o bornă pentru antenă exterioară, radioreceptorul este prezentat într-o casetă de lemn furniruit cu linie modernă, simplă și elegantă.

Alimentarea aparatului se face numai de la baterii, și anume două baterii plate de cîte 4,5 V fiecare, legate în serie și montate în interior. Cele două baterii asigură funcționarea normală a radioreceptorului timp de aproximativ 200 ore.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2), se observă următoarele:

Radioreceptorul conține un etaj convertor, un amplificator *FI* (două etaje) și un amplificator *AF* (trei etaje). Amplificatorul de audiofrecvență (*AF*) cuprinde: un etaj preamplificator, un etaj amplificator defazor și un etaj final.

Detecția se realizează cu ajutorul unei diode (*SFD106*).

Etajele de frecvență intermediară (*FI*) lucrează în condiții de subadaptare, reducîndu-se foarte mult prin aceasta efectul reacției inverse; deci, nu mai este necesară neutrodinarea etajelor (reglaj destul de anevoios). Ca urmare a acestui mod de lucru, amplificatorul *FI* este foarte stabil, iar circuitele se influențează între ele foarte puțin; în schimb, însă, amplificarea de putere este micșorată. S-a remediat parțial acest dezavantaj, prin alegerea unui punct de funcționare optim al tranzistoarelor din etajele *FI*, astfel încît amplificarea de putere pe etaj să fie cît mai mare. Reglajul automat al sensibilității se realizează obișnuit ca la receptoarele cu tuburi electronice și se aplică pe primul etaj *FI*. În cazul tranzistoarelor, datorită caracteristicilor lor de intrare, acest singur *RAS* nu este suficient. Circuitul suplimentar, care se folosește pentru ca aparatul să poată funcționa satisfăcător și la semnale mai mari la intrare, este constituit dintr-o diodă (*SFD106*) a cărei polaritate este astfel aleasă

încît la semnale mari dioda să se deblocheze şi să amortizeze primarul primului transformator *FI* şi astfel să micşoreze amplificarea primului etaj (mixer). Pentru ca dioda să nu conducă la semnale mici, ea are o polarizare iniţială de circa 1—2 V în sensul de blocare. Această cădere de tensiune se obţine alegînd rezistenţele din colectorul tranzistorului mixer (R_4) şi din colectorul primului tranzistor *FI* (R_8) de cîte 3 kΩ. Variaţia curentului primului transformator *FI*, datorită primului *RAS*, produce o variaţie a polarizării diodei de amortizare, astfel încît, la semnale de intrare mai mari, căderea de tensiune pe diodă se anulează şi chiar îşi schimbă polaritatea, iar dioda se deblochează. Aceasta amortizează primul transformator *FI*, reducînd corespunzător amplificarea mixerului.

Etajul final este realizat cu două tranzistoare *EFT121* care lucrează în contratimp.

Etajul amplificator-defazor trebuie să asigure puterea de excitaţie necesară etajului final. Se foloseşte un tranzistor *EFT153*.

Etajul preamplificator de *AF* lucrează la tensiuni de semnal foarte mici, deci nu pune probleme speciale de proiectare; foloseşte tranzistorul *EFT151*.

Pentru stabilitate în funcţionare, micşorarea distorsiunilor şi îmbunătăţirea curbei de răspuns cu frecvenţa, s-a folosit o reacţie negativă luată direct din secundarul transformatorului de ieşire. Reacţia cuprinde amplificatorul-defazor şi etajul final, fiind adusă pe emiterul primului etaj. Prin rezistenţa R_{25} de 330 Ω se asigură o reacţie de tensiune de circa 8 dB. Reacţia totală, de curent şi de tensiune, este de circa 10 dB. Tot pentru corectarea curbei de răspuns cu frecvenţa, s-au tăiat frecvenţele înalte prin condensatorul C_{31} = 16 μF, pus între bazele tranzistoarelor finale şi masă. Grupul de filtraj R_{28} = 100 Ω şi C_{32} = 100 μF este necesar pentru separarea etajului final de restul etajelor, aceasta pentru evitarea apariţiei unor reacţii parazite prin sursa de alimentare. Sursa se decuplează şi ea cu un condensator C_{25} = 200 μF, pentru a anula efectul reacţiei prin impedanţa ei internă.

DATE TEHNICE

Gamele de undă:
— lungi: 290—145 kHz (1 030—2 060 m);
— medii: 1 600—325 kHz (187—570m).

Frecvenţa intermediară: 450 kHz.

Sensibilitatea pentru o putere la ieşire de 50 mW;
— la unde lungi mai bună ca 3 mV/m;
— la unde medii mai bună ca 2,5 mV/m.

Selectivitatea: un semnal nedorit, a cărui frecvenţă diferă cu ± 9 kHz de cea a semnalului dorit, este atenuat cu cel puţin 15 dB.

Puterea nominală la ieşire este mai mare de 200 mV cu 10% distorsiuni.

Consumul pentru o audiţie normală este de aproximativ 35 mA.

Difuzorul este permanent dinamic, cu impedanţe de 4 Ω.

Semiconductoare folosite:
— tranzistoare:
1 buc. *SFT108* — schimbător de frecvenţă;
2 buc. *SFT106* — amplificator *FI*;
1 buc. *EFT151* — preamplificator *AF*;
1 buc. *EFT153* — amplificator defazor;
2 buc. *EFT121* — etaj final în contratimp;
— diode:
2 buc. *SFD106* — detectoare şi diodă pentru reglajul automat al sensibilităţii.

Dimensiunile casetei: 317×213×168 mm.

Greutatea aparatului: 3,600 kg (inclusiv bateriile de alimentare).

Lista materialelor electrice şi a pieselor principale

Rezistenţe chimice:

1. R_1 64 kΩ ± 5% — 0,1 W;
2. R_2 1,25 kΩ ± 5% — 0,1 W;
3. R_3 2 kΩ ± 10% — 0,1 W;
4. R_1, R_8 3 kΩ ± 5% — 0,1 W;
5. R_5 50 kΩ ± 5% — 0,1 W;
6. R_6 8 kΩ ± 5% — 0,1 W;
7. R_7 500 Ω ± 10% — 0,1 W;
8. R_9 R_{18} 10 kΩ ± 10% — 0,1 W;
9. R_{10} 5,6 kΩ ± 10% — 0,1 W;
10. R_{11} 20 kΩ ± 5% — 0,1 W;
11. R_{12} 1,3 kΩ ± 10% — 0,1 W;
12. R_{13} 250 Ω ± 10% ± 0,1 W;
13. R_{14} 1 kΩ ± 10% — 0,1 W;
14. R_{15}, R_{17} 5 kΩ ± 10% — 0,1 W;
15. R_{16} 500 kΩ ± 10% — 0,1 W;
16. R_{19} 36 kΩ ± 5% — 0,1 W;
17. R_{20} 6 kΩ ± 5% — 1,0 W;
18. R_{21}, R_{25} 330 Ω ± 10% — 0,1 W;
19. R_{22} 20 Ω ± 10% — 0,1 W;
20. R_{23} 2.4 kΩ ± 5% — 0,1 W;
21. R_{24} 50 Ω ± 5% — 0,1 W;
22. R_{26}, R_{27} 10 Ω ± 10% — 0,1 W;
23. R_{28} 100 Ω ± 10% — 0,1 W;
24. R_{29} 200 Ω ± 10% — 0,1 W.

Potenţiometru logaritmic:

25. R_p 50 kΩ.

Condensatoare ajustabile:

26. C_1, C_2, C_7, C_9.

Condensator cu polistiren:

27. C_3 100 pF ± 10%;
28. C_5 10 nF;
29. C_6 560 pF ± 5%;
30. C_8 220 pF ± 5%;
31. C_{10} 150 pF ± 5%;
32. C_{11} 1 000 pF ± 5%;
33. C_{37} 25 pF.

Condensator cu hîrtie:

34. C_4, C_{15} 68 pF.

Condensatoare ceramice:

35. C_{12}, C_{16}, C_{17}, C_{20}, C_{21}, C_{33}, C_{34}, C_{36} 16 pF;
36. C_{24}, C_{25} 3 pF;
37. C_{31} 10 pF.

Condensatoare electrolitice:

38. C_{13}, C_{14}, C_{18}, C_{22}, C_{29} 10 μF — 12 V;
39. C_{26}, C_{27} 2 μF — 12 V;
40. C_{28}, C_{30}, 50 μF — 6 V;
41. C_{32} 100 μF — 12 V;
42. C_{35} 200 μF — 12 V.

Condensator cu mică:

43. C_{19}, C_{23} 240 pF — 5%.

Condensator variabil cu aer (dublu):

44. $CV_1 + CV_2$ 2 × 500 pF.

Tranzistoare:

45. T_1 *SFT108*;
46. T_2, T_3 *SFT106*;
47. T_4 *EFT151*;
48. T_5 *EFT153*;
49. T_6, T_7 *EFT121*;
50. D_1, D_2 diode cu germaniu *SFD106*.

Radioreceptorul „Mioriţa" s-a realizat în două variante şi anume S618T şi S618T_1.

La varianta S618T_1 s-a îmbunătăţit schema electrică (fig. 3) obţinîndu-se o îmbunătăţire simţitoare a sensibilităţii şi selectivităţii radioreceptorului. Valorile pieselor electrice com-

ponente au fost parțial modificate. S-a introdus neutrodinarea în etajele de frecvență intermediară.

Restul performanțelor și datele tehnice ca și modul de prezentare au rămas aceleași la ambele variante.

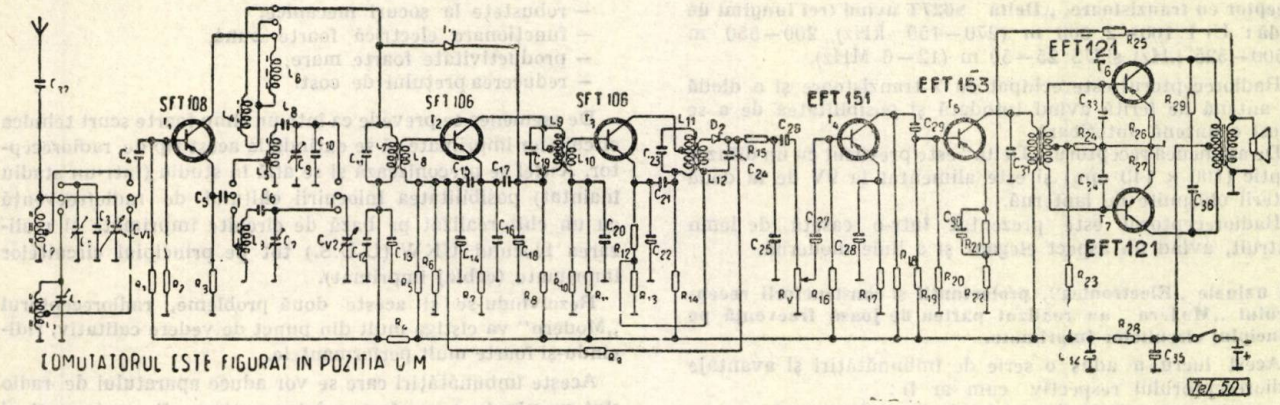


Fig. 2. Schema de principiu a radioreceptorului S618T „Miorița".

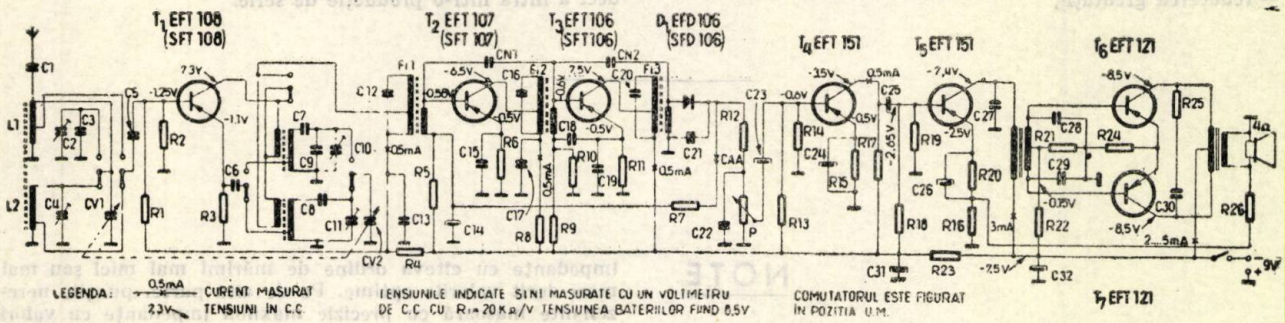


Fig. 3. Schema de principiu a radioreceptorului S618T$_1$ „Miorița".

Este însă demn de semnalat faptul că la varianta S618T$_1$ a crescut gradul de integrare, ajungînd la 100%. Este primul radioreceptor românesc complet construit cu piese din țară fabricate la Uzinele „Electronica".

Lista materialelor electrice și a pieselor principale pentru radioreceptorul S618T$_1$ „Miorița"

Rezistențe chimice:

1. R_1 — 22 kΩ ± 10%
2. R_2, R_{26} — 4,7 kΩ ± 10%
3. R_3, R_{12}, R_{22} — 2,2 kΩ ± 10%
4. R_4, R_{20} — 470 kΩ ± 10%
5. R_5, R_{13} — 120 kΩ ± 10%
6. R_6, R_{11}, R_{15} — 1 kΩ ± 10%
7. R_7, R_{18} — 10 kΩ ± 10%
8. R_8 — 1,5 kΩ ± 10%
9. R_9 — 39 kΩ ± 10%
10. R_{10} — 3,9 kΩ ± 10%
11. R_{14} — 22 kΩ ± 10%
12. R_{16} — 47 Ω ± 10%
13. R_{17}, R_{19} — 6,8 kΩ ± 10%
14. R_{21} — 56 Ω ± 10%
15. R_{23} — 100 Ω ± 10%
16. R_{24} — 5 Ω ± 10%
17. R_{25} — 22 Ω ± 10%

Potențiometru logaritmic:

18. P — 5 KΩ.

Condensator torsadat:

19. C_1 — 5–10 pF

Trimeri bobinați:

20. C_2, C_4, C_{10}, C_{11} — 60 pF

Condensatoare styroflex:

21. C_3 — 100 pF ± 10%
22. C_{12}, C_{16}, C_{20} — 240 pF ± 2,5%

Condensatoare ceramice:

23. C_5, C_{13}, C_{15}, C_{17}, C_{18} C_{19}, — 50 pF
24. C_6, C_{21}, C_{22}, C_{27} — 10 pF
25. C_7 — 220 pF ± 5%
26. C_8 — 560 pF ± 2,5%
27. C_9 — 150 pF ± 5%
28. C_{29}, C_{30}, C_{30} — 15 pF

Condensatoare pentru neutrodinare:

29. CN_1 — 90 pF ± 5%
30. CN_2 — 40 pF ± 5%

Condensatoare electrolitice:

31. C_{14} — 10 μF — 6/8V
32. C_{23} — 1,5 μF — 6/8V
33. C_{24} — 20 μF — 6/8V
34. C_{25} — 5 μF — 12/15V
35. C_{28} — 50 μF — 12/15V
36. C_{31}, C_{32} — 90 μF — 12/15V

Condensator variabil cu aer (dublu)

37. $CV_1 + CV_2$ — 2 × 500 pF

Tranzistoare:

38. T_1 — *EFT*108
39. T_2 — *EFT*107
40. T_3 — *EFT*106
41. T_4, T_5, — *EFT*151
42. T_6, T_7 — *EFT*121
43. D_1 diodă cu germaniu *EFD*106

ȘTIRI DIN ÎNTREPRINDERILE NOASTRE

La uzinele „Electronica" s-a realizat prototipul noului radioreceptor cu tranzistoare „Delta" S627T avînd trei lungimi de undă: UI 1 100—2 000 m (270—150 kHz), 200—550 m (1500—525 kHz) și US 25—50 m (12—6 MHz).

Radioreceptorul este echipat cu 7 tranzistoare și o diodă cu antenă de ferită avînd totodată și posibilitatea de a se folosi o antenă anterioară.

De asemenea receptorul „Delta" este prevăzut cu un difuzor eliptic (100 × 140 mm) și este alimentat la 9V de la două baterii obișnuite de lanternă.

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă de lemn lustruit, avînd un aspect elegant și o linie modernă.

La uzinele „Electronica", proiectanții și constructorii receptorului „Modern" au realizat partea de joasă frecvență pe principiul circuitelor imprimate.

Acest lucru a adus o serie de îmbunătățiri și avantaje radioreceptorului respectiv, cum ar fi:

— reducerea gabaritului părții de joasă frecvență,
— reducerea greutății,
— creșterea siguranței în funcționare,
— robustețe la șocuri mecanice,
— funcționare electrică foarte bună,
— productivitate foarte mare,
— reducerea prețului de cost.

De asemenea se prevede ca într-un timp foarte scurt tehnica circuitelor imprimate să se extindă la acest tip de radioreceptor. Astfel se preconizează și se află în studiu (într-un stadiu înaintat) posibilitatea înlocuirii chitului de radiofrecvență cu un chit realizat pe bază de circuite imprimate și realizarea blocului UKW (U.U.S.) tot pe principiul circuitelor imprimate (cablaj imprimat).

Rezolvîndu-se și aceste două probleme, radioreceptorul „Modern" va cîștiga mult din punct de vedere calitativ, ridicîndu-și foarte mult performanțele.

Aceste îmbunătățiri care se vor aduce aparatului de radio sînt prevăzute a se efectua într-un timp cît mai scurt și deci a intra într-o producție de serie.

NOTE

O nouă metodă de folosire a Q-metrului pentru măsurări precise

J. M. Parkyn (Marconi Instruments Ltd, Anglia)

Q-metrul este poate cel mai flexibil dintre instrumentele electronice de măsură; adeseori însă precizia măsurării este pusă la îndoială, întrucît se constată că instrumente diferite dau valori diferite pentru factorul de calitate al uneia și aceleiași bobine. Acest fapt se poate constata, deși într-o măsură mai mică, și atunci cînd Q-metrele în cauză sînt produse de aceeași firmă. Diferențe apreciabile vor rezulta în genere atunci cînd se compară măsurările efectuate, la o frecvență din gama ultrasonoră asupra unei bobine cu inductanță mare, cu un Q-metru pe de o parte și cu o punte nerezonantă pe de altă parte.

Aceste diferențe se datoresc faptului că se trece cu vederea necesitatea de a corecta măsurările prin includerea efectului pierderilor proprii ale instrumentului. În cele ce urmează se dau unele indicații practice asupra modului de evaluare a corecțiilor necesare și se descrie o tehnică precisă de efectuare a acestei corecții. De asemenea, se propune o metodă de măsurare care elimină necesitatea determinării pierderilor proprii, serie și paralel, ale Q-metrului.

Utilizările Q-metrului

Pe lîngă folosirea sa evidentă pentru măsurarea factorului de calitate al unei bobine, Q-metrul își găsește lungi aplicații în măsurarea impedanțelor, utilizare în care el poate fi privit ca un instrument complimentar al punților de radiofrecvență. O măsurare de impedanță efectuată cu Q-metrul are precizia maximă atunci cînd ea se realizează prin reducerea la jumătate a factorului de calitate al circuitului de măsură. Această situație se va realiza, de pildă, pentru o impedanță de 1 MΩ la 1 MHz, în cazul unei măsurări în paralel, sau a unei impedanțe de cîțiva ohmi pentru o măsurare serie la aceeași frecvență. Măsurări utilizabile se pot face însă și pentru impedanțe cu cîteva ordine de mărimi mai mici sau mai mari decît valorile optime. Pe de altă parte, punțile nerezonante măsoară cu precizie maximă impedanțe cu valori medii, de pildă de 10 pînă la 1 000 ohmi. O distincție similară există la toate frecvențele din gama acoperită de ambele tipuri de instrumente; la frecvențe foarte înalte, impedanțele de valori foarte mari (mai multi megaohmi) nu mai pot fi măsurate nici cu Q-metrul, însă această limitare nu are semnificație practică, întrucît impedanțe de acest fel nu sînt realizabile la frecvențe de cîteva sute de megahertzi; o situație asemănătoare are loc pentru impedanțele extrem de mici.

Un alt aspect al măsurărilor de impedanță efectuate cu Q-metrul îl constituie ușurința cu care se pot evalua valorile reactanței și rezistenței piesei măsurate chiar atunci cînd factorii de pierderi corespunzători sînt foarte mici, putînd fi chiar mai mici decît cei ai circuitului de măsură al Q-metrului. Această ușurință rezultă din faptul că se efectuează două citiri, dintre care prima cu elementul necunoscut deconectat din circuit. La conectarea impedanței necunoscute în circuit, variații (negativă sau pozitivă) ale capacității de acord dau mărimea și semnul reactanței necunoscute, în timp ce scăderea (sau creșterea) factorului de calitate dă mărimea (și semnul) rezistenței necunoscute. Se observă că măsurările efectuate cu Q-metrul nu se limitează numai la circuite pasive, ci se pot măsura și circuite active care prezintă rezistență negativă.

Erori aparente

Diferite Q-metre pot da valori diferite ale factorului de calitate al unei bobine cu Q ridicat, datorită diferențelor care există în ceea ce privește pierderile proprii circuitelor de măsurare ale instrumentelor. Trebuie observat faptul că acestea indică o valoare corectă pentru factorul de calitate global al ansamblului bobină-circuit de măsurare, astfel încît trebuie să se evite greșeala de a regla mai multe Q-metre cu un același set de bobine standard, astfel încît instrumentele să indice aceeași valoare (necorectată) pentru Q. Valoarea adevărată a factorului de calitate al bobinei poate fi găsită fie prin corecții, fie prin folosirea unor metode de substituție; în cele ce urmează se descriu ambele metode. O generalizare a

metodei de substituție permite măsurarea unei bobine care necesită o capacitate de acord mai mică decît valoarea minimă a celei existente în Q-metru, ba chiar măsurări (la rezonanță) efectuate pe circuite acordate complet, de pildă a unei bobine de frecvență intermediară cu capacitatea de acord conectată.

Aprecierea necesității corecțiilor

O regulă generală simplă pentru aprecierea necesității corectării unei măsurători este aceea de a corela impedanța la rezonanță a piesei măsurate cu pierderile proprii Q-metrului și cu precizia dorită. Cunoașterea capacității de acord și a frecvenței permite calcularea reactanței capacitive (sau inductive) la rezonanță. Produsul dintre reactanță și factorul Q măsurat dă o valoare pentru impedanța dinamică; această valoare trebuie să fie mai mică decît a zecea parte din rezistența paralel de pierderi a instrumentului, pentru o eroare mai mică decît 10%. De exemplu, instrumentul Marconi TF 1245 are o rezistență paralel de pierderi de aproximativ 50 MΩ la 1 kHz, 12 MΩ la 1 MHz, 300 kΩ la 100 MHz și 50 kΩ la 300 MHz. Din aceste cifre se poate vedea că în condiții extreme, în ciuda pierderilor foarte mici proprii instrumentului, pot fi necesare corecții apreciabile. Astfel, o măsurare de 1 kHz a unei bobine de 50 Hz cu un Q de 150 — valori realizabile la bobinele cu ferită — va da o valoare de aproape 75 pentru Q. Întrucît pierderile bobinei corespund unei impedanțe dinamice de aproximativ 50 MΩ, ceea ce înseamnă că pierderile totale ale ansamblului bobină-circuit de măsură vor fi de două ori mai mari decît ale bobinei singure.

Impedanța serie a unui circuit la rezonanță este de Q^2 ori mai mici decît impedanța paralel. Pierderile serie ale instrumentului TF 1245 se rezumă practic la cele din sistemul rezistiv de injecție, adică la o rezistență de 20 miliohmi. Dacă impedanța serie a circuitului măsurat nu este decît de zece ori mai mare decît această rezistență de injecție, eroarea corespunzătoare va fi de 10%. Cazul cînd piesa măsurată are un Q atît de mare încît impedanța dinamică paralel să fie foarte mare și cea serie foarte mică, astfel încît ambele corecții să fie necesare, este foarte rar. Este necesar totuși a aprecia că măsurarea circuitelor cu un raport L/C foarte mic sau foarte mare va necesita în general una sau alta dintre cele două corecții; circuitele obișnuite, cu valori L/C medii, nu vor impune în genere corecții.

Evitarea corecțiilor

Un element nu totdeauna luat în considerare, atunci cînd se urmărește obținerea unei precizii ridicate, este acela că, deși în mod obișnuit instrucțiunile atașate unui Q-metru conțin formulele de corecție și valorile constantelor de pierderi ale instrumentului, totuși pentru realizarea preciziei maxime este necesar să se măsoare exact aceste constante pentru instrumentul concret dat, întrucît valorile citate în caietul de instrucțiuni sînt valori medii care pot diferi de la un aparat la altul. Conductanța de pierderi a condensatorului unui Q-metru poate fi măsurată folosind alt Q-metru (care poate fi și de alt tip), folosind metoda obișnuită de substituție. În lipsa unui alt instrument, conductanța de pierderi poate fi dedusă din măsurări serie ale unui condensator fix la o frecvență dată cu diferite poziții ale condensatorului din Q-metru. Din micile diferențe dintre valorile citite se poate calcula conductanța de pierderi. Pe de altă parte, metodele de substituție paralel permit măsurarea rezistenței și inductanței parazite serie ale Q-metrului [1].

Întrucît, pe de o parte, conductanța nu afectează precizia unei măsurări de tip substituție paralel, iar pe de altă parte rezistența serie de injecție poate fi făcută să apară sub forma de pierderi într-o bobină auxiliară, există posibilitatea de a realiza măsurări directe fără cunoașterea valorilor exacte ale rezistenței serie de pierderi și a inductanței paralel de pierderi caracteristice instrumentului. Q-metrul este adus la rezonanță pe frecvența dorită cu ajutorul unei bobine auxiliare ecranate, obținîndu-se o citire Q_1 cu o valoare C_1 a capacității de acord. Apoi se conectează bobina necunoscută în paralel cu capacitatea de acord, păstrînd bobina auxiliară în circuit, și se reface acordul obținîndu-se citirile Q_2, C_2. Factorul de calitate al bobinei necunoscute, Q_A, va fi dat cu foarte bună precizie de formula:

$$Q_A = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_1}. \qquad (1)$$

În mod strict ar trebui aplicată o corecție privind capacitatea parazită a bobinelor, dar eroarea se compensează parțial dacă această capacitate are valori similare la cele două bobine.

Această metodă de măsurare este aplicabilă și unui circuit necunoscut la care, pentru aducerea la rezonanță pe frecvența dată, ar fi necesară o capacitate de acord negativă. Procedeul de urmat este cel de mai sus; diferența $C_1 - C_2$ dintre valorile inițială și finală ale condensatorului variabil constituie capacitatea negativă necesară circuitului măsurat pentru aducerea la rezonanță.

Măsurarea factorului de calitate al circuitelor acordate complete

Metoda de măsurare descrisă se poate extinde și asupra circuitelor acordate paralel, complete. Se aduce la rezonanță Q-metrul cu ajutorul unei bobine auxiliare pe frecvența de acord a circuitului ce urmează a fi măsurat. Se ajustează ușor frecvența pînă cînd se obține o situație în care nu mai este necesară nici o reajustare pentru refacerea rezonanței în momentul cînd circuitul necunoscut este conectat în paralel cu condensatorul variabil al Q-metrului. Fie Q_1, Q_2 cele două valori citite pentru Q și C_1 — capacitatea variabilă (aceeași în ambele situații). Pentru ușurința calculului, se efectuează o a treia măsurare la o frecvență egală cu jumătatea frecvenței inițiale, scoțînd — de data aceasta — bobina auxiliară din circuit și conectînd circuitul necunoscut în locul ei. Fie C_2 valoarea condensatorului variabil în acest caz. Sînt valabile următoarele formule:

$$C_x = \frac{C_2}{3}; \qquad (2)$$

$$Q_{LC} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{C_2}{3 C_1}, \qquad (3)$$

unde C_x este capacitatea de acord cuprinsă în circuitul necunoscut și Q_{LC} — factorul de calitate global al acestui circuit, la frecvența sa de rezonanță.

BIBLIOGRAFIE

[1] Field, R. F. și Sinclair, D. B. *A method for determining the residual inductance and residance of a variabile air condenser at radio-frequencies.*

Sesiunea tehnico-științifică organizată în Uzinele Electronica

În cadrul sesiunii tehnico-științifice, care s-a desfășurat în Uzina „Electronica" în zilele de 12—13 dec. 1962, s-au prezentat 13 comunicări și 3 referate în legătură cu problemele actuale ale uzinei, însoțite de studii experimentale și măsurători cu aplicabilitate imediată în producție, cîteva din ele fiind de importanță deosebită pentru îmbunătățirea procesului de proiectare, a proceselor tehnologice și pentru ridicarea nivelului tehnic al producției.

Dintre cele 16 lucrări prezentate, 7 au avut specific de electronică, iar 9 au avut specificul de chimie aplicată în domeniul electronic.

Prezentăm unele considerații asupra lucrărilor expuse în cadrul sesiunii tehnico-științifice, arătînd și aplicabilitatea lor în producția uzinelor Electronica :

— „O nouă metodă pentru măsurarea simultană a inductanței și factorului de calitate" de ing. Ciulin Dan. Se descrie un aparat de măsură bazat pe un alt principiu decît acela utilizat în Q-metrele obișnuite, care realizează măsurarea simultană a inductanței bobinei și Q-ului fără a fi necesare operații suplimentare de măsurare. Măsurarea se face prin comparație cu valori etalon, aparatul indicînd doar dacă valorile se găsesc în cadrul toleranțelor prescrise.

— „Proiectarea grafică a etajelor amplificatoare de putere de joasă frecvență" de ing. Costiner Eduard. Se prezintă o metodă originală de proiectare rapidă a etajelor amplificatoare de putere, cum și concluziile rezultate cu privire la alegerea regimului de funcționare a acestor amplificatoare. Proiectarea are la bază construcția unei diagrame care prezintă citirea directă a coeficientului de distorsiuni de neliniaritate, a fundamentalei, a armonicelor și a variației componentei de curent continuu în sarcină. Metoda expusă duce la aceleași rezultate ca și metodele anterioare, însă într-un mod mai simplu.

— „Proiectarea circuitelor de radiofrecvență ale radioreceptoarelor" de ing. Costiner Eduard. În lucrare se prezintă trei probleme distincte cu privire la proiectarea circuitelor de radiofrecvență ale radioreceptoarelor și anume :

a) asigurarea acoperirii gamelor de undă în cazul acordării oscilatorului în punctele de aliniere ;

b) o metodă generală de calcul al punctelor de acord a radioreceptoarelor ;

c) proiectarea rapidă și exactă a circuitelor acordate.

— „Un nou tip de difuzor extraplat pentru frecvențe înalte" de ing. Cutieru Natalia. Se prezintă o sinteză a încercărilor efectuate pe plan mondial pentru obținerea difuzorului ortofazic și avantajele acestuia în ce privește gabaritul și performanțele, mai ales la frecvențe înalte. Se arată rezultatele obținute în uzină la realizarea unor modele de acest tip și perspectivele de viitor. Problema acestor difuzoare prezentînd interes deosebit pentru uzină, întrucît va putea fi utilizat cu succes la radioreceptoarele de înaltă clasă pentru redarea frecvențelor înalte, precum și pentru diverse sisteme acustice, va fi studiată în continuare pentru îmbunătățirea performanțelor obținute.

— „Determinarea analitică a curbelor de încălzire a transformatoarelor de mică putere" de ing. Schleiher S. Lucrarea stabilește pe cale analitică ecuațiile de încălzire a unui transformator de mică putere, cu răcire în aer, folosind metoda rețelelor termice. Rezultatele teoretice obținute sînt exemplificate în cazul unui transformator de 50 W, făcîndu-se comparația între curbele de încălzire obținute experimental și cele obținute prin calcul.

— „Metalizarea materialelor plastice" de ing. Burlacu Rodica. Se prezintă rezultatele studiului făcut în faza de laborator și aplicarea în serie mică a două procedee de metalizare a pieselor de ornamente din mase termoplastice (polistiren) și anume metalizarea chimică și metalizarea în vid. Se ajunge la concluzia că metalizarea în vid se poate aplica pentru aluminiu și se poate colora în diferite nuanțe, însă numai pentru acele piese de ornamente ce nu suportă frecări. Depunerile metalice trebuie protejate cu lacuri de acoperire. Întreaga lucrare constituie partea de cercetare. Metalizarea în vid se va aplica în uzinele „Electronica" la ornamentele pentru radioreceptoare.

— „Înlocuirea oxalatului de fier cu oxid de fier la prepararea niferitului 20" de ing. Mircea Rodica. În lucrare se prezintă atît partea de cercetare a acestei probleme cît și partea practică. Partea de cercetare se referă la stabilirea rețetei și a tratamentului termic. Rezultatele obținute în urma acestor lucrări au fost aplicate integral în producția uzinei, la obținerea barelor de niferit.

— „Elaborarea tehnologiei de fabricație a magneților anizotropi în uzinele Electronica", de ing. Neuberger Janin. Această problemă a fost cercetată de I.C.E.T. în faza de laborator. Comunicarea prezintă rezultatele lucrărilor de cercetare efectuate în continuare în uzină în faza semiindustrială, în cadrul unei stații pilot. Se menționează unele modificări și completări aduse la protocoalele I.C.E.T. și anume : modificarea matriței de presare a magneților și modificarea modului de preparare a pastei de presat precum și completarea lucrărilor I.C.E.T. prin realizarea fabricației în flux tehnologic și prin efectuarea unui calcul tehnico-economic real. Rezultatele obținute vor fi aplicate în uzină la fabricația magneților anizotropi de 4 VA.

— „Lucrări de obținere a antenelor de ferită la uzinele Electronica" de ing. Mircea Rodica. Se prezintă cîteva date din literatură în legătură cu parametrii antenelor și rezultatele experimentărilor făcute în uzină pentru obținerea barelor : rețeta, tratamentul de presinterizare și sinterizare, reproductibilitatea procesului tehnologic stabilit, influența diverșilor factori asupra parametrilor magnetici etc.

Rezultatele acestor experimentări se vor aplica în uzină la obținerea barelor de antenă pentru radioreceptoarele staționare.

— „Oale de ferită pentru radioreceptoare tranzistorizate" de ing. Mircea Rodica. Lucrarea prezintă în întregime cercetările efectuate în uzină pentru rezolvarea problemei obținerii oalei de ferită și anume : sistemul de presare, materialul și condițiile de sinterizare.

— „Depunerile electrolitice de rodiu și aplicațiile lor în electronică" de dr. ing. Popescu Pascal, ing. Răducanu Georgeta și tehn. Kell Gabriela. Se expun în lucrare datele culese din documentația privind rodiul și aplicațiile sale industriale precum și rezultatele obținute în cercetările de laborator asupra rodierii contactelor din bronz-beriliu folosite la radioreceptoarele și televizoarele fabricate de uzinele „Electronica". În încheiere se arată cîteva variante ale procesului tehnologic ce urmează să se aplice în uzinele „Electronica". S-au cercetat posibilitățile de trecere a rodiului metalic în soluție, operație pentru care nu există date în literatură. Lucrarea prezentată este prima de acest fel în țara noastră deoarece ea a apărut din necesitatea rodierii contactelor pentru radioreceptoare și televizoare.

— „Contribuție la studiul metodelor de determinare a rodiului în băile galvanice de rodiere" de dr. ing. Popescu Pascal, ing. Răducanu Georgeta și tehn. Kell Gabriela. Autorii prezintă o metodă electrogravimetrică de determinare a rodiului din băile galvanice și o alta colorimetrică cu thiazol pentru cantități mici de electrolit și ape de spălare a pieselor rodiate. Metoda s-a aplicat pentru prima dată prin asimilarea metodelor de analiză a rodiului din băile de rodiere.

— „Argintarea dură" de dr. ing. Popescu Pascal și ing. Zega Rodica. Lucrarea prezintă argintarea electrolitică sub toate aspectele : argintarea normală, argintarea lucioasă, argintarea dură și argintarea urmată de pasivizare. Cercetările au fost dirijate în special către argintarea dură care asigură pe lîngă protecția anticorosivă și conductivitatea ridicată și o rezistență mare la uzură. Ca și în cazul rodierii, argintarea dură s-a cercetat pentru prima dată în țară la uzinele „Electronica", unde s-a simțit nevoia argintării contactelor arcuitoare, a contactelor de întrerupere și a contactelor glisante. S-au realizat cercetări în faza de laborator și industrială, stabilindu-se exact condițiile procesului tehnologic.

— „Unele probleme de neutrodinare în proiectarea blocului U.U.S. cu tuburi" de ing. Teodorescu Virgil. Referatul prezintă influența reacției pozitive în frecvența intermediară

asupra etajului schimbător-oscilator și înlăturarea influenței reciproce între oscilator și etajul de radiofrecvență.

— „Stabilitatea termică a montajelor cu tranzistoare" de ing. Statnic Eugen și ing. Stefanov Stefan. Lucrarea reprezintă un referat de sinteză asupra problemei stabilității termice a schemelor cu tranzistoare. Se prezintă aspectul fizic al nestabilității termice și principiile asigurării stabilității termice în anumite limite, impuse de condițiile tehnice.

Criteriile de stabilizare prezentate în referat au fost aplicate practic în uzină la etajul final al radioreceptoarelor tranzistorizate în curs de proiectare, prin folosirea unor elemente neliniare (termistoare).

— „Serigrafia" de ing. Chicoș Melania. În referat se tratează problema extinderii metodei serigrafice la imprimarea scărilor de radio și rezultatele pozitive obținute în uzină.

În urma studiilor experimentale s-a ajuns la mprimarea în condiții bune a scărilor de radio, mici și mari, în una sau două culori.

În concluzie trebuie relevat faptul că prin temele alese, prin rezolvarea lor în directă legătură cu nevoile producției, prin rezultatele pozitive obținute cu aplicabilitate imediată în producție , s-a evidențiat grija permanentă a colectivului de muncitori, ingineri și tehnicieni din uzină pentru ridicarea nivelului tehnic al producției.

Sesiunea tehnico-științifică, prima de acest gen organizată în cadrul Uzinei Electronica, a constituit un prilej de discuții constructive pe marginea lucrărilor prezentate, un schimb de idei cu privire la temele atacate și un imbold pentru colectivul de ingineri și tehnicieni al uzinei de a continua și cu mai mult elan munca de studii și cercetări în scopul introducerii în ritm rapid a tehnicii noi în producție.

Ing. Eremia Mihăilescu

REFERATE

Lebedev, I. V. și Cen-Ci Jun-Mou. **Cu privire la posibilitățile de utilizare a autogeneratoarelor FI I ca amplificatoare reflexe. Amplificatoare ce lucrează după schema dipolului.** În : Radiotehnika, (U.R.S.S.), 1961, nr. 5, septembrie—octombrie, p. 560—567, 8 fig., 8 ref. bibl.

Încercările efectuate în ultimul timp, în vederea utilizării autogeneratoarelor FI I în regim de amplificare, au permis să se obțină, cu ajutorul clistroanelor reflexe, amplificări de ordinul a 30—40 dB în gama undelor centimetrice, la o lărgime a benzii de lucru de cîțiva MHz.

Mecanismul de funcționare a acestor amplificatoare se bazează pe utilizarea conductanței negative ; la trecerea de la regimul de generare la cel de amplificare autoexcitarea dispare, fie datorită micșorării curentului, fie datorită cuplajului strîns cu sarcina.

În funcție de metoda de aplicare a semnalului de intrare și de selecție a semnalului amplificat sînt posibile variantele de conectare după schema unui dipol (sistemul oscilant al amplificatorului prezintă un singur element de cuplaj) sau după schema unui cuadripol (sistemul prezintă două elemente de cuplaj).

Calculele efectuate demonstrează că în principiu se poate obține un coeficient de amplificare oricît de mare la amplificatoarele realizate după schema dipolului. Datorită însă dezadaptărilor cu sarcina, precum și unor cauze de instabilitate ce apar în apropierea pragului de autoexcitare, valoarea coeficientului de amplificare se limitează astfel că rezultă o amplificare de 20—30 dB.

Pentru a obține o amplificare de maximum 20 dB într-o bandă de lucru ce depășește 2—3% din frecvența centrală trebuie să realizăm un raport de aproximativ 100 între conductanța negativă a fasciculului electronic și conductanța proprie a sistemului oscilant.

Velicikin, A. I. **Limitarea de amplitudine a semnalului vorbit.** În : Akusticeskii Jurnal, tomul VII, nr. 2, 1962, p. 168—175, 3 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

Limitarea de amplitudine a semnalului vorbit este din ce în ce mai aplicată în comunicație, spre exemplu în transmiterea convorbirilor telefonice. Limitarea îmbunătățește stabilitatea față de perturbații. Se pune problema cum se modifică procentul de articulație, criteriul de bază în evaluarea calitativă a sistemelor de transmisie telefonice. Articolul prezintă o asemenea analiză pe baza teoriei neliniare a proceselor aleatorii. Din acest punct de vedere coeficientul de articulație este legat de raportul dintre densitatea spectrală a semnalului util și densitatea spectrală a semnalelor parazite. Densitatea spectrală este legată de funcția de corelație prin transformarea lui Hincin-Wiener. Luîndu-se în considerație datele experimentale se reprezintă distribuția bidimensională ca sumă de două distribuții : una corespunzătoare vocalelor, alta corespunzătoare consoanelor. Funcția de corelație este determinată folosind distribuția spectrului ridicată experimental. Pentru determinarea spectrului semnalului limitat se folosește dezvoltarea în serie a funcției de distribuție bidimensionale. Se calculează funcția de corelație a semnalului analizat cu relația care leagă funcția de corelație de caracteristica de transfer. Calculul numeric al funcției spectrale a fost efectuat cu mașina de calcul „Ural 1". Din calcule se observă că limitarea conduce la mărirea spectrului. Au fost astfel determinate partea nedistorsionată a spectrului și partea distorsională cu ajutorul cărora se deduce factorul proporțional cu coeficientul de articulație.

Lebedeva, I. V. **Asupra metodei de măsurare a coeficientului de absorbție în camera de reverberație.** În : Akusticeskii Jurnal, tomul VII, nr. 5, 1962, p. 334—340, 1 fig., 3 diagr., 2 ref. bibl.

Determinarea coeficientului de absorbție al materialelor folosite în tratamente acustice prezintă o importanță deosebită în proiectarea acustică a încăperilor. Măsurarea se poate face în cîmp de unde plane cu ajutorul interferometrului, sau în cîmp difuz în camera de reverberație. În ultima metodă se măsoară durata de reverberație în două situații : cu și fără materialul de măsurat, montat pe pereții încăperii. Întrucît rezultatele obținute măsurînd un același material în diferite condiții sînt foarte diferite s-a luat inițiativa pe linia Organizației Internaționale pentru Standardizare (ISO) să se măsoare un același material în mai multe laboratoare din diferite țări. În articol sînt descrise rezultatele măsurătorilor efectuate în camera de reverberație a catedrei de acustică a facultății de fizică de la Universitatea din Moscova. Materialul folosit a fost „Silonul" constituit din plăci de vată minerală cu densitate medie de 100 kg/m³ și grosime 5 cm. Au fost efectuate măsurători pentru diferite dimensiuni ale materialului absorbant în două situații cu și fără elemente dispersoare de sunet, realizate sub forma unor plăci de textolit ușor curbate.

Se arată că în cazul introducerii unei cantităţi mari de material absorbant difuzia cîmpului se înrăutăţeşte. Ea se poate îmbunătăţi introducînd în încăpere un număr de elemente dispersoare de sunet (30—40 m², la volumul camerei de 217 m³). În condiţiile realizării unei bune difuzităţi coeficientul de absorbţie măsurat pentru diferite suprafeţe de absorbant diferă puţin. Folosirea unor suprafeţe mici este de nedorit. Pentru camera dată suprafaţa minimă este de 10—12 m².

Voronin. A. A. **Cu privire la problema stabilităţii potenţiale faţă de perturbaţii în canalele radio cu variaţie întîmplătoare a parametrilor.** În: Elektrosviazi (U.R.S.S.), nr. 10, octombrie, 1961, p. 11—18, 4 fig., 8 ref. bibl.

Problema stabilirii criteriului optim al recepţiei semnalelor determinate structural, atunci cînd perturbaţiile conţin componente multiplicative, aditive şi variabile în timp, poate fi generalizată pentru cazul cînd legile de variaţie ale amplitudinii şi fazei nu sînt cunoscute.

Plecîndu-se de la ipoteza că în intervalul T emiţătorul radiază unul din cele N semnale posibile, probabilităţile lor apriorice fiind egale, se determină parametrii cei mai probabili ai canalului pe baza metodei similitudinii maxime.

Cunoaşterea criteriului optim permite realizarea unei scheme de receptor coherent ideal, alcătuit din N generatoare ce reproduc forma semnalelor aşteptate, N defazoare, 2 N multiplicatoare, la intrarea cărora se aplică oscilaţia recepţionată şi tensiunile-suport. La ieşirea inte ratoarelor conectate la multiplicatoare se obţin tensiuni proporţionale cu mărimile X şi Y ce intră în expresia cr teriului recepţiei ideale.

În mod analog, pentru sistemele cu pauză activă, se pot realiza scheme de receptoare necoherente ideale.

Badalov. A. L. **Radio şi televiziune pentru poporul sovietic.** În: Vestnik Sviazi (U.R.S.S.), 21, octombrie, 1961, p. 6—8, 2 fig.

Se examinează realizările obţinute în U.R.S.S. în domeniul radiodifuziunii şi televiziunii între Congresul al XX-lea şi Congresul al XXI-lea al P.C.U.S., precum şi principalele sarcini pentru anii următori în aceste domenii.

S-a dezvoltat reţeaua staţiilor de radiodifuziune pe unde metrice şi s-a perfecţionat echipamentul acestor staţii, astfel că în prezent se transmit trei programe unionale de radiodifuziune, iar — în unele raioane — şi un al patrulea program (programul regional).

În prezent sînt în funcţie 31 milioane de difuzoare de radioficare, 30 milioane de radioreceptoare şi 6 milioane de televizoare. Sînt în funcţie 112 staţii de emisiune de televiziune, care deservesc o arie locuită de 80 milioane de locuitori. S-a dezvoltat reţeaua de cabluri coaxiale şi de radiorelee pentru transmisiunea programelor de televiziune. În oraşele mari s-au introdus, pe o scară largă, antene colective de televiziune.

Pentru anii următori se prevede dezvoltarea schimbului de programe între diferitele centre de televiziune şi cu alte ţări perfecţionarea şi automatizarea staţiilor de radiodifuziune pe unde metrice şi de televiziune, precum şi modernizarea televizoarelor folosind cinescoape cu deviaţie de 110 şi 170°.

Hantsegur, M. **Rezonatoare piezoelectrice.** În: Électronique et automatisme, nr. 19 (martie—aprilie) 1962, p. 107—112; 5 fig., 4 diagr.

Filtrele piezoelectrice constituie un nou component pentru amplificatoarele „trece-bandă" şi în special pentru amplificatoarele de medie frecvenţă. Sînt fabricate dintr-un nou material ceramic piezoelectric, care are o stabilitate ridicată şi se prezintă sub forma de mici discuri cu rezonanţă radială. Se studiază două configuraţii ale discului şi se discută aplicaţiile lor ca element de cuplaj serie şi şunt şi de asemenea ca element de înlocuire a condensatoarelor de decuplaj a emiterului în etajele de M.F. cu tranzistoare.

Se descriu aplicaţiile acestor elemente în receptorul reflex precum şi geometria lor specială.

Rezonatoarele piezoelectrice au caracteristici superioare, permiţînd o accesibilitate mare, realizări constructive cu dimensiuni mici şi blindaj pentru ecranare.

Bruch, W. **Sincronizarea orizontală în receptoare de televiziune pentru recepţii la distanţe mari.** În: Telefunken Zeitung, nr. 132 (iunie 1961) pag. 102—114; 24 fig.; 4 ref. bibl.).

Articolul este o reproducere modificată a unei conferinţe ţinută la cea de-a 7-a reuniune anuală "Fernsehtechnische Gesellschaft" ce a avut loc la München în 1959.

După ce de-a lungul anilor s-a putut ajunge la o calitate a imaginii ce nu mai poate fi îmbunătăţită în mod esenţial, se pune în prezent problema automatizării diverselor reglaje ce se fac manual. Un astfel de reglaj este şi sincronizarea liniilor.

O oarecare ameliorare este obţinută prin captarea automată a sincronizării liniilor cu ajutorul unui circuit „volant". Aceasta pentru cazul cînd deranjamentele inevitabile provin din exterior. Autorul examinează principiul de funcţionare a dispozitivului propus, pentru a deduce apoi condiţiile de dimensionare a unei astfel de scheme de reglaj automat al sincronizării liniilor.

În baza a trei exemple foarte simple, autorul descrie comportarea montajului în cazul unor perturbaţii provenite din exterior. Se dau datele de calcul al unui filtru de reglaj de ordin superior.

Comportarea montajului descris în practică este descrisă cu ajutorul calculelor şi al rezultatelor experimentale.

Rezultatele obţinute prin calcul nu sînt suficiente pentru a se putea considera dimensionarea definitivă. Din această cauză dimensionarea definitivă se face pe masa de măsură. Autorul descrie o astfel de platformă indicînd atît metodele de măsură cît şi aparatura de măsură (se dă schema de principiu a unui montaj pentru măsurarea defazajului).

Wilwacher, E. **FM 120/7 000 — instalaţie de cablu herţian pentru 120 convorbiri telefonice în bande de 7 GHz.** În: Telefunken Zeitung, 131, (martie), 1961, pag. 58—64, 2 tab, 6 fig, 6 ref. bibl.

Autorul descrie principiul unui nou sistem de cablu herţian FM120/7 000 care funcţionează cu modulaţia de frecvenţă direct pe clistronul reflex. Calităţile esenţiale ale acestui sistem sînt la modulaţie şi demodulaţie. De remarcat faptul că sînt respectate întocmai normele C.C.I. pentru comunicaţii la mari distanţe.

Emiţătorului i s-au impus modulaţia liniară şi stabilitatea mare a frecvenţei emise. S-a folosit un clistron reflex cu o putere de circa 1 W. Un etaj de reglaj automat al frecvenţei asigură stabilitatea frecvenţei prin folosirea unui etalon de frecvenţă. Modulaţia de frecvenţă cu frecvenţa fundamentală se face chiar cu tensiunea de pe reflector iar liniaritatea caracteristică de modulaţie este mărită cu un circuit de liniarizare.

Variaţia diafoniei modulaţiei, datorită variaţiilor de temperatură este neglijabilă (±5°C) pentru o stabilizare aproximativă a tensiunii clistronului. Pentru a decupla clistronul de variaţiile de impedanţă a sistemului de antenă, fiderul este prevăzut cu un izolator de ferită de foarte bună calitate.

Receptorul este echipat cu un demodulator de frecvenţă intermediară. Ca oscilator se foloseşte acelaşi clistron ca şi la emiţător. Frecvenţa clistronului este reglată pe cale electronică pe frecvenţa de centru a amplificatorului de frecvenţă intermediară.

Pentru legarea mai multor emițătoare și receptoare la o antenă comună sînt prevăzute două tipuri de fil re de cuplaj : de ramificație și circulator. Pentru o singură pereche de frecvențe (emițător și receptor) se folosește primul tip, compus din două filtre de bandă și un element de bifurcație în $\lambda/4$. Cînd la aceeași antenă trebuie conectate mai multe echipamente, adică mai multe perechi de frecvențe, se folosește filtrul de cuplaj circulator, care prevede ca element de cuplaj între filtrele de bandă, un circulator cu ferită cu patru brațe. În articol se prezintă scheme pentru sisteme cu două și trei perechi de frecvențe.

Filtrul de cuplaj circulator cu ferită este utilizat de asemenea pentru obținerea comutației de înaltă frecvență în cazul folosirii rezervei automate.

În încheiere se prezintă ansamblul emițător-receptor, iar sub formă de tabelă se dau datele tehnice ale sistemului FM120/7 000.

Eisenmenger, W. **Gama de frecvență actuală a electroacusticii.** În : Nachrichtentechnische Zeitschrift (R.F.G.) 15, 1962, nr. 3, martie, p. 145–148,7 diagr., 10, ref. bibl.

Tehnica electroacustică actuală a realizat traductoare electroacustice care permit realizarea de frecvențe acustice depășind valori de ordinul gigaherților, denumite frecvențe hipersonice. Se tratează bazele fizice ale traductoarelor electroacustice în gama de frecvențe 0...109 Hz și se insistă asupra metodelor electroacustice mai noi care fac posibile cercetări în domeniul oscilațiilor de frecvență ultraînaltă. În legătură cu aceste cercetări se dau mai detaliat metodele de măsură și rezultatele obținute în ce privește atenuarea oscilațiilor hipersonice într-un cristal de cuarț.

Neale, M.B.T. **Reglarea surselor de alimentare de curent alternativ cu redresoare de siliciu controlate.** În : The Marconi Review (Anglia), 25,1962, nr. 144 (ianuarie–martie), p. 89–95, 4 fig.

Redresorul de siliciu controlat poate fi utilizat pentru a regla puterea de curent alternativ, prin conectarea a două redresoare în paralel, cu polaritățile inverse, conectînd ansamblul în serie cu sarcina. Se descrie pe scurt un sistem tipic, utilizînd redresoarele de siliciu controlate, proiectat pentru a stabiliza în mod automat o sursă de alimentare trifazică de putere, de tensiune 415 V/50 Hz, pentru modulatorul unei instalații radar de mare putere. Se dau indicații și asupra circuitelor de protecție din sistem, pentru asigurarea funcționării sigure a redresoarelor de siliciu controlate.

Womack, C. P. **Folosirea liniilor de transmisie exponențiale în elementele componente pentru microunde.** În : IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques (S.U.A.). MTT-10, 1962, nr. 2, martie, p. 124–132, 4 fig., 2 tab., 5 diagr., 6 ref. bibl.

Se descriu cîteva metode pentru folosirea liniilor de transmisie exponențiale în elementele componente pentru microunde, cu scopul de a reduce lungimea piesclor, în consecință dimensiunile și greutatea, mărind în același timp domeniul frecvențelor de lucru.

Se dezvoltă formule care dau legătura dintre lungimea liniei, frecvența și numărul de benzi pentru rezonatorii liniei de transmisie. Se dă, de asemenea, o nomogramă pentru determinarea rapidă a frecvențelor dispersate. Se dau formule suplimentare pentru reprezentarea distribuită a elementelor concentrate, prin folosirea secțiunilor exponențiale ale liniei de transmisie coaxiale, precum și descrierea utilizării lor în filtrele pentru microunde și elementele lor componente.

În încheiere se arată că banda, neobișnuit de largă de filtrare, se poate obține ușor printr-o alegere adecvată a lungimii elementelor componente și a numărului de benzi.

Veliciko, Iu. T. **Utilizarea elementelor ideale în schema de substituire a cuadripolului liniar pasiv.** În : Radiotehnica (U.R.S.S.), 1961, nr. 5, septembrie–octombrie, p. 535–548, 10 fig., 4 tab., 30 ref. bibl.

Schema de substituire a unui cuadripol liniar pasiv poate fi descompusă cu ajutorul matricei inițiale în elemente ideale separate. Descompunerea schemei permite o determinare simplă a următorilor parametri : amplificarea în tensiune, curent, putere, pe de o parte, impedanțele de intrare și de ieșire pe de altă parte și în sfîrșit impedanțele iterativă și imagine.

Schemele de substituire pot fi deosebit de utile în cazul sintezei circuitelor, deoarece pun în evidență legăturile interne și permit rectificarea parametrilor respectivi și a cuadripolului.

Dat fiind că, pînă în prezent, dipolul era considerat cel mai simplu element, nu numai tripolii (triodele, tranzistoarele), dar și multipolii (transformatoarele, tetrodele, pentodele) erau descompuși în dipoli.

Astăzi se folosește metoda directă, dipolii, tripolii și multipolii rămînînd aceiași în schema de substituire, deoarece ecuația sau matricea unui circuit complex oarecare se poate scrie relativ ușor datorită metodei tensiunilor la noduri și a curenților din ochiuri.

În consecință, se va recurge la descompunerea schemelor inițiale de substituire în elemente ideale numai în cazul cînd prin această metodă vor fi puse mai ușor în evidență procesele fizice ce au loc în sistemele respective.

Nathan, A. **O demonstrație a teoremelor generalizate topologice ale lui Kirchoff.** În : The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers (Anglia), 109-b, 1962, nr. 15, martie, p. 45–50, 1 fig., 8 ref. bibl.

În scopul de a fi aplicabile rețelelor active, teoremele topologice ale lui Kirchoff pentru rețelele reciproce liniare au fost generalizate pentru rețelele care conțin elemente nereciproce. Se dă o demonstrație obișnuită a acestor teoreme pentru rețelele reciproce și se arată apoi că teoremele generalizate sînt o consecință imediată a acestei demonstrații, fără a se mai face considerații speciale asupra obținerii lor. Demonstrația se limitează la cazul analizei rețelelor pe baza teoremei perechilor de moduli. Această metodă se bazează pe teorema lui Binet-Cauchy, care este demonstrată în amănunt în anexa articolului.

Olson, F. H. și Belar, H. **Analizorul de silabe, codificatorul și sintetizatorul pentru transmisia vorbirii.** În : IRE tranzactions on audio (S.U.A.), AU-10, 1962, nr. 1, ianuarie–februarie, p. 11–17, 14 fig., 10 ref. bibl.

Analiza vorbirii cu o mașină, transmisia unui mesaj codat și sinteza vorbirii pe baza acestui cod oferă multe avantaje. Forma cifrică a mesajelor permite o codificare și decodificare mai sigure pentru secretul comunicațiilor. Se prezintă mai detaliat lucrările efectuate cu telcimprimatoare fonetice, mașini care tipăresc cuvintele rostite în fața unui microfon, care au arătat că transmisia analizorului de vorbire și apoi sinteza ei este realizabilă cînd este executată de unități de vorbire de ordinul unei silabe. Entități fonetice mai mici sau sunete nu pot fi totdeauna recunoscute de mașină, fără sunete ajutătoare. Studii de realizabilitate au arătat, de asemenea, că vorbirea inteligibilă poate fi sintetizată din silabe preînregistrate.

Schroeder, M.R. **O nouă metodă de realizare a reverberației artificiale.** În : Journal of the Audio Engineering Society, vol. 10, nr. 3, iulie, 1962, p. 219—224, 7 fig.

Printre mijloacele de modificare și corectare a proprietăților acustice ale încăperilor se numără reverberația artificială. În ultimul timp reverberația artificială se realizează pe cale electronică. Reverberatorii realizați au două dezavantaje : a) caracteristica de frecvență nu este uniformă ; b) densitatea ecourilor este mică.

Din cercetările făcute rezultă că pentru buna imitare a reverberației naturale sînt necesare „1 000 de ecouri pe secundă". Cu un reverberator avînd întîrzierea de 4 oms se obțin 25 de ecouri pe secundă. Densitatea se poate mări prin reacții multiple sau folosind reverberatori în serie. Reverberatorii obișnuiți nu au caracteristică plată de frecvență. Pornind de la faptul că un reverberator cu întîrziere produce o succesiune de impulsuri δ pentru un salt δ aplicat, se arată că în acest sistem caracteristica de frecvență este neuniformă. Pentru uniformizarea caracteristicii de frecvență se propune o anumită matriciere a semnalului decalat cu τ și a semnalelor succesiv decalate. Prin realizarea reverberatorului cu caracteristica de frecvență plată, mărirea densității se obține prin înscrierea a 5 reverberatori astfel ca întîrzierea unui reverberator să fie cam o treime din întîrzierea reverberatorului precedent. Se obține astfel pentru τ_1 (întîrzierea primului reverberator) = 0.1 s un număr de 810 ecouri pe secundă. Oscilograma la ieșirea montajului realizat confirmă ipotezele făcute. În încheiere în articol se indică unele scheme bloc care pot fi folosite în cazul reverberației variabile și în cazul ambiofoniei.

Fournier, A. și Chavance, P. **Importanța antenelor reci pentru telecomunicațiile spațiale.** În : Revue technique C.F.T.H. — Électronique (Franța), nr. 36, (iunie), 1962, p. 43—53, 7 fig, 5 ref.

Se examinează diferite caracteristici ale antenelor folosite la recepția comunicațiilor spațiale. Acestea sînt studiate din punctul de vedere al temperaturii și al zgomotului. Se compară antenele aeriene tip „pîpă" cu cele tip „Cassegrain". În comunicațiile spațiale se recepționează puteri foarte mici, ceea ce face absolut necesară reducerea puterii zgomotului de fond. Antena și receptorul sînt elementele care produc zgomotul. Nu trebuie ca partea de zgomot datorită antenei să fie mai mare decît partea de zgomot produsă în receptor. Acest considerent a condus la realizarea unei antene denumite „reci" ale cărei caracteristici conduc la producerea unui zgomot de valoare foarte mică aplicat la intrarea receptorului. Dacă temperatura antenei este de exemplu 58°K (= 290/5), puterea de zgomot la intrare este de 5 ori mai mică decît în cazul normal, iar factorul de zgomot (raportul semnal/zgomot) este de 5 ori mai mare decît factorul de zgomot normal. Se studiază temperatura echivalentă a antenei, absorbția atmosferei și se descriu diverse tipuri de antenă.

Antena tip „pîpă" asociată cu un maser, cu o temperatură totală de circa 60°K, este complicată și destul de greu de realizat din punct de vedere mecanic. Soluția cu antena tip „Cassegrain" cu un amplificator parametric este mai ieftină, antena fiind mai puțin voluminoasă și exploatarea ei mai ușoară.

Pignier, S. **Tranzistoarele „Microseal".** În : Électronique et automatisme (Franța), nr. 22 (iulie — august) 1962, p. 302—304, 5 fig.

Tehnologia fabricației tranzistoarelor a evoluat rapid în cursul ultimilor ani. Utilizarea procedeului epitaxial permite obținerea unor straturi monocristaline extrem de subțiri. Tehnica „planar", adică tehnica așezării colectorului, bazei și emitorului în același plan, împreună cu tehnica protejării contra oricărei degradări chimice care se realizează prin acoperirea tranzistoarelor cu un strat subțire de oxid de siliciu, a dus la îmbunătățirea performanțelor tranzistoarelor. Se prezintă ultimul progres în fabricarea tranzistoarelor și anume tranzistorul tip „Microseal" la care se folosește o metodă nouă de încapsulare pentru stabilitate.

Aceste tranzistoare se pot folosi în montaje standard și au perspective de utilizare la microminiaturizarea circuitelor care nu prezintă nici o dificultate, performanțele fiind aceleași, cu excepția poate a reducerii puterii de disipație.

Lucas, P. și Duquesne, J. **Etaj semielectronic de concentrație a traficului în centralele telefonice automate.** În : Annales des Télécommunications, nr. 5 — 6 (mai, iunie), 1962, p. 117—133, 13 fig., 2 diagr., 6 ref.

Se descrie un concentrator de trafic, semielectronic, care permite racordarea în medie a circa 400 abonați la o centrală telefonică de tip electronic. Sistemul se caracterizează prin folosirea comutatoar lor electromecanice crossbar pentru stabilirea conexiunii și a organelor electronice pentru efectuarea tuturor operațiilor logice.

Dispozitivul are un „program" intern care redă funcționarea sa automată și posedă o mare securitate în funcționare. În acest scop sînt prevăzute numeroase controale interne.

Se prezintă structura părții electromagnetice, structura părții electronice, organizarea părții logice și tehnologia, realizarea practică a concentratorului.

Katona, I. I. **Funcțiile durabilității constituenților electronici pasivi ; metode de control și de dimensionare.** În : Hiradastechnika, nr. 4, 1962, p. 121—126, 2 fig.

Evoluția tehnicii telecomunicațiilor impune mărirea duratei de exploatare a instalațiilor electronice, în special în cazul condițiilor climatice extreme, și uzinări speciale.

Sînt prezentate cercetările întreprinse în problemele legate de analiza duratei de funcționare a elementelor pasive ale circuitelor (rezistențe, condensatoare, potențiometre).

Programul cercetărilor întreprinse a inclus examinarea problemelor legate de durata funcțională a pieselor componente ale instalațiilor și metodelor statistice (matematice) în elaborarea planului. Pentru interpretarea rezultatelor de cercetare s-au aplicat metodele funcțiunilor constructive și a extrapolărilor. Stabilirea factorilor duratei de funcționare și precizarea datelor de durabilitate se fac în funcție de variația calității materiilor prime utilizate în uzinele producătoare, precum și în funcție de fluctuația tehnologiei de fabricație.

A fost precizată metoda de caracterizare a defecțiunilor și a limitei de durabilitate prin stabilirea raportului dintre suma duratei de funcționare a pieselor ieșite din funcțiune și a celor rămase, și numărul celor ieșite din funcțiune.

Rezultatele cercetărilor privind durata de funcționare au fost interpretate pe baza analizei de regresiune.

Comunicații prin raze de lumină. În : Journal of the Franklin Institute, 274, nr. 3, sept. 1962, p. 244—245.

Este prezentat un interesant mijloc de comunicații îndepărtate prin raze luminoase „laser". Acestea constau în raze de o singură culoare și de o singură lungime de undă, vibrînd cu fantastica viteză de o mie de milioane de cicli pe secundă.

Deși încă nu s-au făcut încercări concrete, se prevede că vor putea fi folosite pentru comunicații spațiale, permițînd legături cu eventuale civilizații existente în alte sisteme solare.

Studiul lor este în stadiu teoretic, dar s-au pus la punct de pe acum dispozitive pentru oscilatoare, amplificatoare, modulatoare și detectoare de asemenea raze.

Razele „laser" mai au însă şi alte utilizări : ca bisturiu în operaţii de mare fineţe (s-a folosit un asemenea instrument la o operaţie delicată a capătului nervului optic pe retină); ca instrument de mare precizie pentru prelucrarea metalelor şi a altor materiale. Razele „laser" sînt de un milion de ori mai fierbinţi decît soarele.

Szalai, P. I. **Aplicarea inelelor hibride cu bandă largă la emiţătorii de televiziune şi calcularea circuitelor hibride cu matriţe.** În : Hiradastechnika, nr. 4, 1962, p. 127—135, 16 fig., 4 ref. bibliogr.

În tehnica televiziunii o problemă practică frecventă este funcţionarea a două emiţătoare cu antenă comună şi separarea lor în aşa fel ca, în domeniul de frecvenţă utilizat, emiţătorii să nu se deranjeze reciproc. Se enumeră mai multe soluţii care rezolvă această problemă. Cel mai eficient sub aspect tehnic şi economic este considerat diplexerul construit din circuite hibride cu bandă largă. Articolul descrie schema unui astfel de hibrid cu bandă largă, prezentînd modalitatea construcţiei circuitului hibrid.

Sînt prezentate în continuare interconectarea cuadripolilor în cascadă şi matriţele cuadripolilor elementari constitutivi ai hibridului. Notîndu-se cu *A* simbolizarea matriţei cuadripolilor legaţi în cascadă şi cunoscîndu-se parametrii acestcia, se pot determina caracteristicile cuadripolilor tranzitorii. Apoi se calculează circuitul electric al hibridului în condiţiile egalităţii dintre rezistenţele ondulatorii. Dacă însă valorile acestor rezistenţe (*Z*) diferă, rezultă o matriţă de tip scattering (simbolizată cu *S*), cu valoare corespunzătoare a inelului hibrid.

Circuitul electric construit din combinaţia cercurilor hibride face posibilă conectarea a două instalaţii emiţătoare la o antenă comună.

Kay, L. : **Aparat cu ultrasunete pentru orientarea orbilor.** În : Journal of the Britisch Institution of Radio Engineers, 24, nr. 4 1962, p. 309—316, 8 fig. (scheme şi diagrame) 12 ref. bibl.

Sînt trecute în revistă încercările făcute pentru a pune la îndemîna orbilor un aparat electronic care să le dea posibilitatea de a suplini parţial lipsa vederii, detectînd de la o distanţă de cîţiva metri obstacolele din drumul lor.

Un astfel de aparat, realizat recent şi experimentat cu succes în practică de un grup de orbi, se bazează pe un emiţător-receptor de ultrasunete şi pe un calculator electronic al timpului scurs între emiterea unui fascicul dirijat de ultrasunete şi recepţionarea ecoului, adică a ultrasunetelor reflectate de obstacolul întîlnit în calea lor.

Sînt prezentate experimentările făcute pentru a stabili forma optimă în care rezultatele sondajului cu ultrasunete pot fi prezentate infirmului lipsit de vedere, pentru ca acesta să aprecieze corect distanţa ce-l separă de obstacolul detectat, fără vreo dificultate specială.

Cele mai corespunzătoare semnale auditive au fost obţinute folosindu-se impulsuri de ton şi transmisia prin unde continue cu frecvenţă modulată.

Este descris un dispozitiv de ghidare portabil, bazat pe detectarea prin ultrasunete, ale cărui rezultate de măsurare sînt traduse în sunete modulate, uşor de interpretat de către orbi.

Sokolicek, J., Nejezchleb, M. **Contactor fix cu tranzistoare.** În : Slaboproudy Obzor, nr. 11, 1962, p. 609—614, 21 fig. 4 ref. bibl.

În gama curenţilor foarte slabi, cu tensiuni mici, sînt utilizaţi pe o scară din ce în ce mai mare contactoare bazate pe proprietăţile tranzistoarelor.

Se dau metodele determinării prin calcul a relaţiei dintre tensiunea reziduală şi rezistenţa internă a tranzistorului închis, pe de o parte, şi valoarea curentului de excitaţie şi a temperaturii păturii de trecere, pe de altă parte.

Se arată în ce fel depinde rezistenţa unui tranzistor întrerupt de temperatura pentru tranzistoarele HF de tip *n-p-n*.

Proprietăţile lor dinamice, care au fost cercetate experimental, sînt demonstrate prin oscilogramele obţinute, a căror comentare se face pe larg.

Asigurarea transformării unei tensiuni mici continue într-o tensiune alternativă constituie una dintre problemele cele mai întîlnite în acest domeniu. Se dau exemple de aplicare a datelor rezultate din studiile experimentale întreprinse pentru stabilirea indicilor de rezolvare a unei asemenea probleme, indicîndu-se şi cele mai potrivite căi de rezolvare.

Poincelot, P. **Teoria cablului coaxial.** În : Annales des Télécommunications, nr. 5 — 6 (mai, iunie), 1962, p. 94—98, 2 fig., 2 diagr.

Se face un studiu riguros al propagării de-a lungul cablului coaxial în regim sinusoidal. Pornindu-se de la ecuaţiile lui Maxwell şi de la condiţiile la limită, se regăseşte formula constantei de propagare cu ajutorul unei metode de aproximaţie justificată. Se prezintă de asemenea un studiu al cablului coaxial în regim tranzitoriu.

Studiul se referă la un cablu presupus perfect, din punctul de vedere al formei geometrice, al omogenităţii metalului şi dielectricului, făcîndu-se abstracţie de orice neregularităţi.

Formulele stabilite în cazul regimului tranzitor sînt valabile pentru toate valorile lui ω, ceea ce reprezintă o aproximaţie justificată în special în cazul semnalelor destul de scurte.

Butanisski, K. G. şi Nepomiaşci, A. M. **Televizorul cu imagine în culori „RADUGA" model T.T-2.** În : Tehnika cinematografia i televizia, nr. 10. 1962, 8 fig.

Este descris proiectul şi performanţele unui nou tip de receptor de televiziune, cu imaginea în culori, realizat după o schemă modernă. Pentru definirea coloritului armonic trebuie cunoscut decalajul instantaneu de fază dintre un semnal colorat şi faza de bază. Schema sincronizării culorilor asigură formarea semnalelor cu faza de bază etalon şi menţine un grad superior de stabilitate. Se foloseşte demodulaţia semnalelor colorate cu nivel scăzut, urmată de amplificarea lor.

Prin aceasta, schema noului aparat asigură parametrii tehnici superiori ai sistemului demodulaţiei şi anume : formă bună şi amplitudine mare la semnale colorate, minimum de amplitudini neliniare, minimum de deformări ale semnalelor colorate.

Folosirea amplificatorului video cu două etaje înlesneşte adaptarea liniei de reţinere a semnalului luminos cuplat între catodul lămpii primului amplificator video şi grila celei de-a doua lămpi.

Se indică de asemenea caracteristicile principale constructive şi funcţionale ale noului tip de telereceptor.

Pipes, L. A. **Principiul acţiunii complementare în elasticitatea neliniară.** În : Journal of the Franklin Institute, 274, nr. 3, sept. 1962, p. 198—226, 6 figuri, 22 ref. bibl.

În lucrare se examinează principiile de bază pe care este fundamentată metoda „minimei acţiuni complementare" şi se studiază folosirea acestui principiu la analiza problemelor de elasticitate neliniară.

Se definesc cele două principii fundamentale ale minimei acţiuni şi în legătură cu acestea principiul minimei acţiuni complementare şi efectul forţelor de constrîngere, arătîndu-se echivalenţa între principiul minimei acţiuni complementare şi ecuaţiile Maxwell-Mohr.

Pe scurt sînt prezentate aplicaţii ale aceluiaşi principiu în problemele de dinamică, de sarcină critică şi la teoria sarcinilor de echilibrare.

Lucrarea este o primă fază a cercetărilor pentru stabilirea metodelor care să permită soluţionarea problemelor referitoare la structuri elastice destinate să suporte tensiuni puternice, deformări lente şi tensiuni termice.

Russel, R. C. și Smith, C. B. **Tuburile cu undă progresivă astăzi.** În: British Comunications and Electronics (Anglia), 8, nr. 11, noiembrie, 1961, p. 822 — 828, 9 fig. 24 ref. bibl.

După o sumară enunțare a principiului tuburilor cu undă progresivă, se discută pe scurt tuburile de putere medie, gama de frecvență, cîștigul și zgomotul tuburilor realizate.

Se arată că, în gama de putere medie, elicea este structura de radiofrecvență universal adoptată. Se discută apoi atenuatorul, catozii, tehnologia fabricării colectorului și focalizarea. Se consideră diferite moduri de cuplare a semnalului de intrare sau de ieșire. Se relevă eforturile depuse pentru realizarea tuburilor cu zgomot scăzut și a tuburilor de mare putere. Se indică apoi pe scurt tendințele de dezvoltare în viitor.

Neidhardt, P. **Stadiul și perspectivele tehnicii televiziunii în culori.** În: Nachrichtentechnik (R.D.G.), 11, nr. 9 septembrie, 1961, p. 365—392, 6 fig., 9 diagr., 4 ref. bibl.

Se trece în revistă stadiul internațional al tehnicii televiziunii în culori și, în legătură cu aceasta, se examinează în mod amănunțit unele realizări mai remarcabile din acest domeniu.

Se arată că tehnica televiziunii în culori nu prezintă o importanță esențială numai pentru televiziunea publică, ci mai ales pentru scopuri științifice și tehnice. Se tratează unele din aceste aplicații, cum sînt cele din medicină, unde televiziunea în culori permite vizionarea în culori naturale a unei operații etc., în metalurgie, în tehnica transporturilor pentru distingerea semnalelor luminoase, precum și în multe alte domenii.

Se descrie o serie de experiențe efectuate cu un complex de aparate de televiziune în culori și cu aparate adiționale relativ simple, rezultatele acestor experiențe putînd fi utilizate pentru dezvoltarea în continuare a tehnicii televiziunii în culori.

Roberts, H. J. și Canpel, D. S. **Tehnicile microminiaturizării.** În: The Journal of the British Institution of Radio Engineers (Anglia), 22, nr. 4, octombrie, 1961, p. 281—292, 12 fig., 2 tab., 5 diagr., 32 ref. bibl.

Se descriu două tipuri constructive de microcircuite, și anume: circuite din film subțire și circuite integrate monocristale.

Se discută caracteristicile acestor circuite. În cazul circuitelor din film subțire, se arată că rezistențele și condensatoarele pot fi realizate în legătură unele cu celelalte, într-o mare gamă de valori. Se discută apoi folosirea joncțiunilor semiconductoare *p-n* ca elemente de circuit și se dă o încercare de proiectare a unui circuit integrat.

Se descriu apoi elementele de joasă temperatură și utilizarea lor. Se discută importanța tehnicii microcircuitelor pentru aplicații speciale.

RECENZII

* * *: **Sisteme telefonice de curenți purtători echipate cu tranzistoare.** Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor 1962, 118 pag., 62 fig.

Lucrarea reprezintă o sinteză a ultimelor cercetări și construcții în domeniul sistemelor de curenți purtători tranzistorizate.

Tranzistorul este azi utilizat din ce în ce mai mult în repetoarele vocale, în repetoarele vocale cu impedanță negativă, în sistemele telegrafice de curenți purtători și în sistemele telefonice de curenți purtători cu număr mic de căi și în cele cu un număr mare de căi.

Una din problemele actuale cele mai importante o formează construirea de sisteme cu multe căi telefonice și telegrafice cu tranzistoare și se prevede ca în următorii 2—3 ani producția acestor sisteme să crească foarte mult.

Sistemele telegrafice și telefonice cu multe căi (multiplex) pot fi construite cu diviziunea căilor în frecvență și cu diviziunea căilor în timp.

În capitolul I se dau noțiuni generale asupra tranzistorului de joncțiune, iar în capitolul II se prezintă caracteristicile esențiale ale sistemelor de curenți purtători echipate cu tranzistoare. În acest sens se arată în ce constă siguranța în exploatare a sistemelor, uniformitatea și stabilitatea în timp a caracteristicilor de transmisie, studiindu-se distorsiunile semnalului și abaterea dintre semnal și zgomot în cazul sistemelor cu tranzistoare.

În capitolul III se tratează elementele principale ale sistemelor de curenți purtători în care se utilizează tranzistoarele.

Astfel, se descriu, arătîndu-se funcționarea, amplificatoarele cu tranzistoare folosite în sistemele de transmisiuni telegrafice și telefonice, oscilatoarele cu tranzistoare, circuitele basculante (multivibratoare) și generatoarele de unde rectangulare cu tranzistoare și modulatoarele cu tranzistoare.

În capitolul IV se descrie funcționarea sistemelor telefonice de curenți purtători echipate cu tranzistoare. Astfel se tratează sistemele telefonice speciale pentru distanțe mici, sistemele cu un număr mic de căi, sistemele pentru cabluri simetrice de mare distanță, sistemele pentru cabluri coaxial de diametru mic și pentru radiorelee.

Dintre sistemele telefonice pentru distanțe mici echipate cu tranzistoare se prezintă sistemele sovietice K—3, K.R.R. 30/60, sistemul Tesla cu șase căi K.N.K—6, sistemele franceze tip 12 + 12 cu 4 kHz, cu 6 kHz, iar dintre cele cu un număr mic de căi se descriu cele patru linii aeriene (R.P.R.) cu o cale tip ST—1 și cele cu trei căi tip ST—3.

Dintre sistemele pentru cabluri simetrice de mare distanță se prezintă sistemele cu pregrup și cele cu translație directă cu 12, 24, 60 căi ce se construiesc în U.R.S.S., R.P.U., S.U.A. etc.

În capitolul V se face o comparație din punct de vedere tehnic și economic între sistemele cu tuburi electronice și cele cu tranzistoare, scoțîndu-se în evidență avantajele sistemelor cu tranzistoare, care fac ca aplicarea în rețelele noastre și fabricarea sistemelor de curenți purtători echipate cu tranzistoare în țara noastră să prezinte un interes deosebit, mai ales că aceste construcții sînt ușor de realizat.

Sistemele de tipul ST—1 și ST—3 pot fi utilizate pe scară largă pentru dezvoltarea rețelei noastre telefonice în interiorul regiunilor și raioanelor.

Problema fabricării în R.P.R. a sistemelor pentru linii magistrale pe cabluri simetrice sau radiorelee prezintă un deosebit interes, datorită nevoilor actuale de astfel de sisteme și îndeosebi necesităților ce apar ca urmare a dezvoltării intense a acestor tipuri de linie. Acum în faza inițială a fabricării de sisteme de curenți purtători la noi, se poate adopta mai ușor o concepție unitară și rațională asupra acestor sisteme care să ducă la o uniformizare, o tipizare și o simplificare a ansamblurilor, elementelor și pieselor, ceea ce prezintă nu numai avantajul reducerii prețului de cost, ci și al unei întrețineri mai ușoare.

Pe această linie se înscrie prezenta lucrare, caracterizîndu-se printr-un stil plăcut, ușor de parcurs, cartea fiind deosebit de utilă — în ce privește documentarea, proiectarea, instalarea și exploatarea sistemelor de curenți purtători — specialiștilor din domeniul TC, precum și celor care studiază acest echipament.

* * * : **Tuburi electronice pentru unde decimetrice şi centimetrice**. Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, 1962, 127 pag., 97 fig.

Se dau elementele necesare înţelegerii fenomenelor ce au loc în tuburile întrebuinţate pentru unde decimetrice şi centimetrice.

În cap. I după o clasificare a lungimilor de undă se prezintă dificultăţile ce apar în cazul obţinerii oscilaţiilor de frecvenţă foarte înaltă şi fenomenele de interacţiune a electronilor şi a cîmpului electric.

În cap. II se prezintă triodele folosite pentru frecvenţe foarte înalte şi anume : tuburile oglindă, tuburile cu discuri, tuburile metalo-ceramice, oscilatoarele cu grilă pozitivă şi triodele cu grilă de masă.

În cap. III se descriu tuburile cu modulaţie de viteză a electronilor şi anume : clistronul, clistronul oscilator, clistronul reflex şi clistroanele speciale (clistronul multiplicator de frecvenţă, clistronul amplificator în cascadă, clistronul cu mai multe cavităţi şi clistronul detector şi transformator de frecvenţă).

În cap. IV se prezintă tipurile de magnetroane şi anume : magnetronul cu anodul segmentat (secţionat) şi magnetronul cu cavităţi rezonante, indicîndu-se caracteristicile respective.

În cap. V care tratează tubul cu undă progresivă sau tubul cu undă călătoare se studiază procesele ce au loc în aceste tuburi, amplificarea, influenţa neadaptării asupra amplificării, sensibilitatea şi acordul electronic al tubului.

În cap. VI se tratează tuburile cu undă regresivă (carcinotroane) şi anume : carcinotronul O şi carcinotronul M.

În cap. VII se prezintă sumar noi tuburi construite pentru frecvenţele foarte înalte şi anume : strofotronul, tubul cu meandre şi spirotronul.

În cap. VIII se descriu amplificatoarele moleculare şi cele cu reactanţă variabilă, indicîndu-se caracteristicile respective.

Adresîndu-se radiotehnicienilor, radioamatorilor avansaţi, studenţilor şi inginerilor care se ocupă cu aceste probleme, lucrarea scrisă la un nivel superior completează literatura de specialitate şi contribuie la ridicarea nivelului tehnic al specialiştilor noştri şi implicit la îndeplinirea sarcinilor trasate la Congresul al III-lea al P.M.R. mai ales în perioada cînd în ţara noastră se vor instala linii de radiorelee de mare capacitate, care vor funcţiona în gama undelor centimetrice.

* * * : **Televiziunea în culori.** Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor 1962, 100 pag., 49 fig.

Lucrarea reprezintă o sinteză a stadiului actual a tehnicii mondiale în domeniul televiziunii în culori.

Lucrarea se adresează radiotehnicienilor, radioamatorilor, studenţilor, inginerilor şi celor care se interesează de asemenea probleme, punîndu-i la curent cu noile realizări ale tehnicii în domeniul construcţiei aparatajului de emisie şi recepţie necesar televiziunii în culori, precum şi cu sistemele de televiziune în culori adoptate de diverse ţări.

Materialul selecţionat după nevoile din domeniul telecomunicaţiilor este tratat la un nivel superior, iar metodele folosite în expunere, exemplificările care succed părţile teoretice, fac accesibil materialul destul de complex, înlesnind însuşirea lui.

În capitolul I se prezintă noţiuni de percepere a culorilor, noţiuni de colorimetrie, se prezintă modul de măsurare şi reproducere a culorilor şi noţiuni necesare înţelegerii fenomenelor mai complexe care stau la baza televiziunii în culori.

În capitolul II sînt descrise principiile generale ale televiziunii în culori, precum şi sistemele folosite în domenii unde nu se impun condiţii tehnice deosebite.

Asemenea aplicaţii au loc în industrie, în medicină, în cercetările ştiinţifice etc., unde se folosesc cu rezultate bune sisteme simple ca cele care sînt prezentate. Tot în acest capitol sînt descrise dispozitivele terminale videocaptoare şi videoreproducătoare, majoritatea dintre acestea putînd fi folosite indiferent de sistemul de transmisie ales.

Se arată în ce constă descompunerea imaginii colorate în culorile componente şi se prezintă sistemul cu transmitere succesivă a culorilor şi cel cu transmitere simultană a culorilor.

Dintre dispozitivele videocaptoare se descriu camerele videocaptoare cu disc rotativ, cu trei tuburi videocaptoare, cu un singur tub videocaptor, cea cu spot volant, convertizorul pentru transpunerea semnalelor video dintr-un sistem într-altul.

Dintre dispozitivele videoreproducătoare se descriu tubul cu trei tunuri electronice şi masca de umbrire, tubul cu un tub electronic şi cu grilă de comandă a culorilor (cromatron) şi tubul cu comutarea automată a fasciculului explorator.

Pentru realizarea televiziunii radiodifuzate, adică a televiziunii destinate marelui public, este necesară respectarea a o serie de condiţii tehnice speciale, ca folosirea intensivă a spectrului de frecvenţă alocat, combatibilitatea cu televiziunea alb-negru şi altele. Satisfacerea acestor condiţii a dus la elaborarea unor sisteme de televiziune în culori, mult mai complexe şi care fac obiectul capitolului III.

Pînă în prezent se cunosc mai multe sisteme de televiziune în culori, capabile să satisfacă într-o măsură mai mare sau mai mică condiţiile impuse televiziunii radiodifuzate. În lucrarea de faţă sînt prezentate sistemele cele mai bine puse la punct şi care au dat rezultate practice satisfăcătoare.

Dintre sistemele de televiziune în culori folosite se descriu sistemul cu o subpurtătoare modulată în cuadratură, sistemul cu două subpurtătoare modulate în amplitudine, sistemul cu o subpurtătoare modulată în frecvenţă şi dispozitiv de mecanizare.

Scrisă într-un stil plăcut, uşor de parcurs şi într-un limbaj accesibil oricărui iubitor al radioelectronicii, lucrarea se înscrie printre cărţile de largă circulaţie apărute în ultimul timp, completînd literatura tehnică de la noi în domeniul televiziunii.

OPSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

V

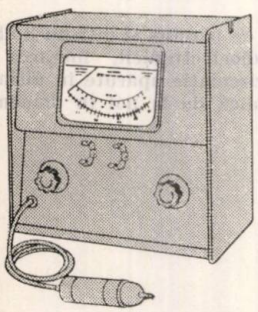
MICROVOLTMETRU DE C.A. Tip TF 1375

Acest microvoltmetru compact, de sine stătător şi complet tranzistorizat, este în fond un atenuator de intrare, cu compensaţie de frecvenţă şi trepte în decadă, combinat cu un amplificator cu şapte tranzistoare, cu compensaţie de frecvenţă, avînd un cîştig de tensiune de aproximativ 5 000 V.

El poate fi utilizat ca preamplificator de osciloscop, ca detector sensibil de măsură, în punte, pentru controlul intensităţii cîmpului şi al antenei şi (cu o bucată adecvată de cuplaj) pentru măsurarea directă a fluxului de scăpări la transformatoarele de alimentare şi motoarele electrice. Impedanţa de intrare şi sensibilitatea sînt astfel alese încît să se poată face măsurări precise de curenţi slabi pînă la 10^{-10} A.

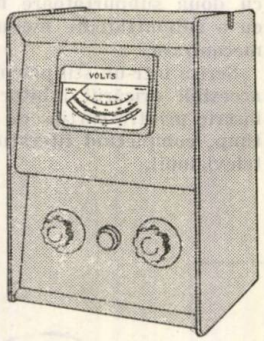
Gama de tensiune: de la 10 μV la 15 V, în 12 domenii.

Precizia: ± 10% din întreaga scală. Gama de frecvenţă: 50 c/s — 200 kc/s. Ieşirea amplificatorului: maximum 250 mV, pentru o impedanţă a sursei de alimentare de aproximativ 3 kΩ. Cîştigul amplificatorului: mai mare de 50 dB. Sursa de alimentare: două baterii de $4^1/_2$ V.



MILIVOLTMETRU DE BANDĂ LARGĂ Tip TF 1371

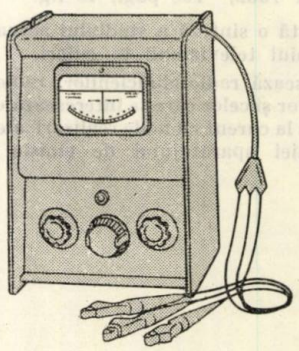
Gama de tensiune: 100 μV—300 mV (sau 30 V utilizînd o amplificare de 30 ori) în cinci domenii. Instrumentul de măsură indică valori eficace ale unei unde sinusoidale şi este etalonat de asemenea în decibeli, în raport cu 1 mV pe o rezistenţă de 600 Ω. Gama de frecvenţă: 30 c/s—30 Mc/s. Capacitatea de intrare: 11 μμF.



VOLTMETRU ELECTRONIC Tip TF 1300

Măsurare de tensiune (c.a.): de la 0,05 V la 100 V, în cinci domenii, 20 c/s la 300 Mc/s,

Măsurare de tensiune (c.c.): de la 0,1 V la 300 V, în cinci domenii. Măsurare de rezistenţă: de la 50 Ω la 5 MΩ în două domenii, centrate pe 1 kΩ şi 100 kΩ.



VOLTMETRU FĂRĂ ZERO Tip TF 1377

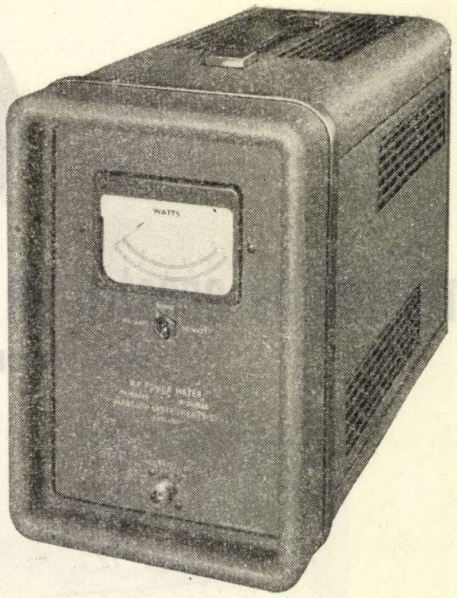
Acest voltmetru cu compensare potenţiometrică măsoară tensiuni absolute, pînă la 500 V c.c. El poate fi utilizat şi ca voltmetru diferenţial, cu o gamă de lucru de la ± 1 mV la ± 50 V.

Dacă tensiunea sursei se conectează în sens invers cu alimentarea internă de c.c., reglabilă cu ajutorul unui potenţiometru (utilizînd instrumentul cu zero la centru ca indicator de nul), tensiunea absolută a sursei este indicată prin trei cifre, citite în linie pe potenţiometru. Instrumentul de măsură indică variaţii ale sursei de tensiune de la 1 mV la 100 V — echivalent cu o lungime efectivă a scării, de aproximativ 170 m.

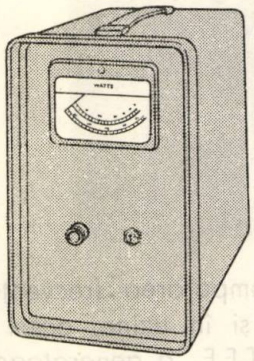
WATTMETRU PENTRU RADIO-FRECVENȚĂ, pînă la 100 W, Tip TF 1020 A (serie)

Wattmetre de absorbție cu citire directă, portabile și independente, indică puterea medie, independent de forma de undă. Ele pot fi utilizate la măsurarea puterii medii la ieșirea emițătoarelor sau modulatoarelor cu impulsuri, iar etalonarea se poate controla și standardiza ușor și precis, fie în c.c., fie la frecvențele sursei de alimentare.

Elementul disipație este alcătuit dintr-o rezistență tubulară de mare stabilitate și putere mare, montată într-o poziție înclinată îndreptată în sus, spre a ajuta răcirea prin convecție. Aceasta formează conductorul central al unei linii lamelare, relativ larg dimensionată și sursa de alimentare este conectată la capătul activ al rezistenței de sarcină prin intermediul unui cursor exterior, cu o secțiune de impedanță constantă. Lamelele late de metal, care formează conductorul exterior, au un cursor interior, de la capătul activ la capătul legat la pămînt, astfel încît să se poată menține o adaptare continuă de-a lungul întregii lungimi a rezistenței.



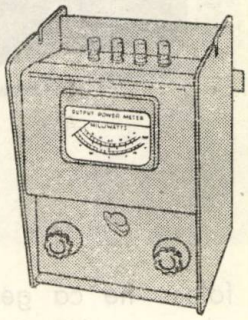
Gama de putere: de la 1 la 50 W și de la 2 la 100 W (există și modele pentru 300 W). Gama de frecvență: c.c. pînă la 250 Mc/s. Impedanța de intrare: 50 sau 75 ohmi. Coeficientul de undă staționară: mai bun de 1,1 pentru c.c., pînă la 100 Mc/s; mai bun de 1,25, pentru 100 Mc/s pînă la 250 Mc/s.



WATTMETRU PENTRU RADIOFRECVENȚĂ PÎNĂ LA 25 W, Tip TF 1152 A (serie)

Adaptate în mod ideal pentru utilizare mobilă, aceste wattmetre de absorbție, portabile, cu citire directă, au două zone de măsurare de 10 și de 25 W, pe întreaga scală. Construcția este similară aceleia utilizate la seria de tipul 1020 A; aceste instrumente, compacte și ușoare, măsoară puterea la ieșirea emițătoarelor mici, care lucrează la orice frecvență, pînă la 500 Mc/s.

Gama de frecvență: c.c. pînă la 500 Mc/s. Gama de putere: de la 0,5 pînă la 25 W. Impedanța 50 sau 75Ω. Instrumentul de măsură indică puterea medie, independent de forma de undă.



WATTMETRU PENTRU AUDIOFRECVENȚĂ PÎNĂ LA 10 W, Tip TF 893 A

Acest wattmetru de audiofrecvență este un instrument multilateral, pentru scopuri generale, potrivit pentru măsurări la amplificatoare de joasă frecvență și receptoare, la aparate de emisie, de studio și de imprimare. Un voltmetru cu redresor și mai multe game, avînd o rezistență constantă cu compensație de temperatură, măsoară puterea dată de o sursă de audiofrecvență, pe o sarcină constituită de însuși instrumentul, iar impedanța de intrare necesară se obține cu ajutorul unui transformator cu prize și al unui atenuator variabil. S-a prevăzut posibilitatea de a măsura fie pe intrări simetrice, fie pe asimetrice.

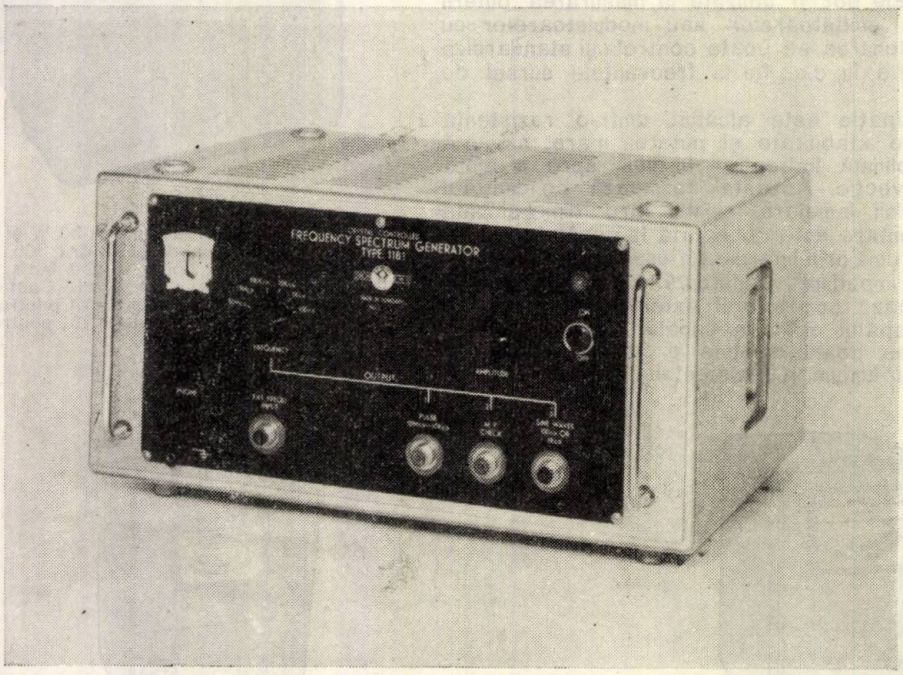
Gama de frecvență: 20 c/s pînă la 35 kc/s. Gama de putere: 20 μW pînă la 10 W, în cinci domenii. Impedanța 2,5Ω pînă la 20 kΩ în 48 trepte. Etalonare directă în W și dB.

GENERATOARE DE SEMNALE CU MODULAȚIE DE AMPLITUDINE ȘI DE FRECVENȚĂ. OSCILATOARE AUDIO ȘI VIDEO. FRECVENȚMETRE. VOLTMETRE. WATTMETRE. INDICATOARE DE DISTORSIUNI. MONITOARE PENTRU EMISIE. INDICATOARE DE DEVIAȚIE. OSCILOSCOAPE. ANALIZOARE DE SPECTRU ȘI PENTRU CURBA DE RĂSPUNS. Q-METRE ȘI PUNȚI.

MARCONI INSTRUMENTS LIMITED ST. ALBANS • HERTS • ANGLIA

Generator de spectru de frecvențe cu stabilizare cu cuarț

tip ORION-EMG (1181) TR-0701



Aparatul poate fi folosit fie ca generator activ, fie pentru compararea frecvențelor. În ambele cazuri el aduce servicii excelente. În laboratoare, ca și în uzine, acest aparat permite etalonarea receptoarelor de T.F.F., a emițătoarelor de T.F.F., a generatoarelor de semnale, a undametrelor etc. Cu ajutorul lui se poate, de asemenea, măsura stabilitatea în timp a aparatelor arătate mai sus. Etajul de heterodinare și ochiul magic indicator, încorporate, ușurează într-o mare măsură etalonarea frecvențelor.

Frecvențele semnalelor date de generator:

– impulsii	**10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz;**
– semnale rectangulare	**100 Hz, 1–10–100 kHz;**
– semnale sinusoidale	**1.10^{-5};**
Stabilitate termică	**2.10^{-6}/°C.**
Heterodină cuprinsă în aparat	**pînă la 200 MHz cel puțin.**

EXPORTĂ:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERȚUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poștală: Budapesta 62 ● B.P. 202 ● Republica Populară Ungară

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 657.47 : 383+384

I. Constantinescu: **О расчёте себестоимости на почтовой службе и в области связи.**

Освещаются основные аспекты себестоимости в секторах почтовой службы и связи, причем анализируется распределение расходов по секторам и видам услуг.

Telecomunicaţii, **7**, № 1, 1963, стр. 1–4

ДК 621.37

I. Uidilă: **Приближение функции импеданса у входа, для минимума среднего квадратического значения отклонений, по отношению к данным величинам, в определенном диапазоне частот.**

Telecomunicaţii, **7**, № 1, 1963, стр. 4–11

ДК 621.396.6

I. Alexiu, C. Bălănescu, V. Cătuneanu, N. Daniliuc и N. Rusu: **Элементарные коммутационные цепи с магнитными сердечниками.**

Описываются следующие коммутационные цепи с магнитными сердечниками: передаточная линия информации, запрещающая цепь, инвертер, цепь ИЛИ, цепь ИЛИ с ЗАПРЕЩЕНИЕМ, динамическая пусковая цепь, и счётная пусковая цепь.

Telecomunicaţii, **7**, № 1. 1963, стр. 11–18

ДК 621.397.3

Ad. Mateescu: **Влияние колебания элементов на параметры изображения в цепях сдвига фаз по X.**

Анализируется влияние изменения значений составных элементов в дефазирующей схеме на параметры изображения.

Telecomunicaţii, **7**, № 1. 1963, стр. 18–25

ДК 621.37

D. Stanomir: **Эквивалентная цепь магнитострикционного вибратора.**

Приводятся уравнения магнитострикционного датчика, причем устанавливаются отношения при режиме стационарных волн и смешанном режиме.

Telecomunicaţii, **7**, № 1, 1963, стр. 25–28

НОВЫЕ РУМЫНСКИЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

ДК 621.396 62 : 621.382.3

E. Mihăilescu: **Радиоприемник S618T „Миорица"**

Telecomunicaţii, **7**, № 1, 1963, стр. 29–32

ЗАМЕТКИ 32–33

ХРОНИКА 34–35

РЕФЕРАТЫ 35–40

РЕЦЕНЗИИ 40–41

INHALTSVERZEICHNIS

DK 657.47 : 383+384

I. Constantinescu: **Zur Berechnung der Selbskosten im Post- und Nachrichtendienst.**

Es werden die wichtigsten Gesichtspunkte für die Berechnung der Selbstkosten im Post- und Nachrichtendienst gezeigt, wobei die Verteilung der Kosten auf Zonen und Dienstleistungsarten untersucht wird.

Telecomunicaţii, **7**, H. 1, 1963, S. 1–4

EK 621.37

I. Uidilă: **Die angenäherte Berechnung der Eingangsscheinwiderstandsfunktion (Leitwertfunktion) für das Minimum des quadratischen Mittels der Streuungen gegenüber den Sollwerten, in einem gegebenen Frequenzband.**

Telecomunicaţii, **7**, H. 1, 1963, S. 4–11

DK 621.396.6

I. Alexiu, C. Bălănescu, V. Cătuneanu, N. Daniliuc und N. Rusu: **Elementare Schaltkreise mit Magnetkernen.**

Es werden folgende Schaltkreise mit Magnetkernen beschrieben: Informationsübertragungskreis, Verbietungskreis, Inverter, Schaltkreis ODER, Schaltkreis ODER mit AUSSCHLUSS, dynamischer Schaltkreis und Trigger, Zähltrigger.

Telecomunicaţii, **7**, H. 1, 1963, S. 11–18

DK 621.397.3

Ad. Mateescu: **Der Einfluss der Anderung der Bauelemente auf die Bildbetriebsgrössen bei X-förmigen Phasenregelkreise.**

Es wird der Einfluss der Anderung der Werte der Bauelemente eines Phasenregelkreises auf die Bildbetriebsgrössen untersucht.

Es wird der Einflss der Anderung der Werte der Baueleelemente eines Phasenregelkreises auf die Bildbetriebsgrössen untersucht.

Telecomunicaţii, **7**, H. 1. 1963, S. 18–25

DK 621.37

D. Stanomir: **Der equivalente Stromkreis eines magnetostriktiven Vibrators.**

Es werden die Gleichungen eines magnetostriktiven Uebertragers angegeben, und die Beziehungen ermittelt im Falle eines Vorganges mit stationäre Wellen und eines Mischvorganges.

Telecomunicaţii, **7**, H. 1, 1963, S. 25–28

NEUE RUMÄNISCHE RUNDFUNKEMPFANGER

DK 621.396.62 : 621.382.3

E. Mihăilescu: **Der Rundfunkempfänger S618T „Miorita"**

Telecomunicaţii, **7**, H. 1, 1963, S. 29–32

NOTIZEN 32–33

CHRONIK 34–35

REFERATEN 35–40

BUCHBESPRECHUNGEN 40–41

SOMMAIRE

CD 657.47 : 383+384

I. Constantinescu: **Considérations sur le calcul du prix de revient dans les services des postes et des télécomunications.**

L'article présente les aspects principaux du prix de revient dans les services des postes et des télécomunications, ainsi qu'une analyse de la répartition des frais par secteurs et par genre de service.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 1–4

CD 621.37

I. Uidilă: **Calcul par aproximation de la fonction d'impédanee a l'entrée pour le minimum de la moyenne carrée des déviations, par rapport aux valeurs données dans une certaine bande de fréquence.**

Telecomun.cații, **7**, nr. 1, 1963, p. 4–11

CD 621.396.6

I. Alexiu, C. Bălănescu, V. Cătuneanu, N. Daniliuc et N. Rusu: **Les circuits élémentairs de comunication avec des noyaux magnétiques.**

Description des circuits de comunication avec des noyaux magnétiques comprenant le circuit de trasfer de l'information, le circuit d'interdiction, l'inverseur, le circuit OPTION, le circuit OPTION avec EXCLUSION, le circuit et le „trigger" dynamique et le „trigger" de numération.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 11–18

CD 621.397.3

Ad. Mateescu: **L'influenee de la variation des éléments sur les paramètres de l'image dans les circuits déphasés en X.**

Analyse de l'influence de la variation des valeurs élémentaires composantes dans un déphaseur sur les paramètres de l'image.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 18–25

CD 621.37

D. Stanomir: **Le circuit équivalent d'un vibrateur à striction magnétique.**

Les équations du traducteur à striction magnétique, conduisantes aux relations qui existent en régime des ondes stationnaires et en régime mixt.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 25–28

NOUVEAUX RADIO-RÉCEPTEURS ROUMAINS

CD 621.396.62 : 621.382.3

E. Mihăilescu: **Le radio-récepteur S 618 T „Mioriţa"**

Telecomunicații **7**, nr. 1, 1963, p. 29–32

NOTES 32–33

CHRONIQUE 34–35

RAPPORTS 35–40

COMPTES-RENDUS 40–41

CONTENTS

DC 657.47 : 383+384

I. Constantinescu: **On the calculus of cost price in postal and telecomunication services.**

One presents the main aspects of cost price in postal and telecomunication services, with an analysis of the distribution of expenditure on departments and types of services.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 1–4

DC 621.37

I. Uidilă: **An aproximation of the input impedance (admittance) function, for the minimum square average of lead outs, compared to given values, in a certain frequency band.**

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 4–11

DC 621.396.6

I. Alexiu, C. Bălănescu, V. Cătuneanu, N. Daniliuc and N. Rusu: **Elementary commutation circuits with magnetic cores.**

One describes the following magnetic core commutation circuits: the information's transfer circuit, the interdiction circuit, the inverter, the SAU circuit, the SAU circuit with EXCLUSION, the dynamic circuit and trigger, and the digit trigger.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 11–18

DC 621.397.3

Ad. Mateescu: **The influence of the variation of elements on the picture's parameters, at dephasing X circuits.**

One analyses the variational influence of the composing elements of a dephaser, over the „picture" parameters.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 18–25

DC 621.37

D. Stanomir: **The equivalent circuit of a magnetorestrictive buzzer.**

One presents the equation of the magnetorestrictive transmitter, setting the relation in stationary waves and mixed systems.

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 25–28

NEW ROUMANIAN RADIORECEIVERS

DC 621.396.62 : 621.382.3

E. Mihăilescu: **The S 618 T „Mioriţa" radioreceiver.**

Telecomunicații, **7**, nr. 1, 1963, p. 29–32

NOTES 32–33

CHRONICLE 34–35

REPORTS 35–40

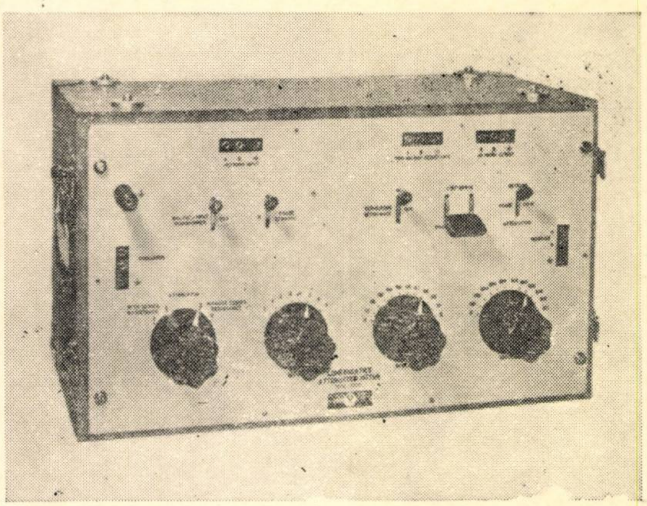
REVIEWS 40–41

INSTRUMENT PENTRU MĂSURAREA ATENUĂRII PRIN COMPENSARE

tipul ORION-KTS (1727/S) TT-4201

Instrumentul de tip KTS 1727/S este folosit pentru determinarea atenuării cuadripolilor simetrici şi în special pentru cabluri şi linii aeriene. El are următoarele caracteristici:

Scara de măsură:	0—11,2 N;
Banda de frecvenţă:	0.3—300 kHz;
Precizia de măsurare:	± 0,05 N;
Puterea maximă dată de oscilator:	max. 1 W.



Cînd este folosit ca atenuator artificial variabil sau în metoda de comparaţie are caracteristicile:

Banda de frecvenţă:	0,3—600 kHz;
Greutatea:	circa 19 kg.

Exportă:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢ EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62 ● B.P. 202 ● Republica Populară Ungară

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

FOR ADVERTISEMENTS IN RUMANIAN PERIODICALS APPLY TO.

PUBLICOM

Modern, efficient advertising in full progress of on the Rumanian market economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22 — TEL.: 14.75.35

WERBEN SIE IN DER RUMÄNISCHEN FACHPRESSE DURCH

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMANIEN — B-DUL N. BĂLCESCU 22 — FERNRUF: 14.75.35

FAITES VOTRE PUBLICITÉ DANS LA PRESSE ROUMAINE DE SPÉCIALITÉ EN VOUS ADRESSANT À

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITE

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCO No. 22 — TEL. 14.75.35

E 1741

telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII •

TELEFONIE • TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE

1963

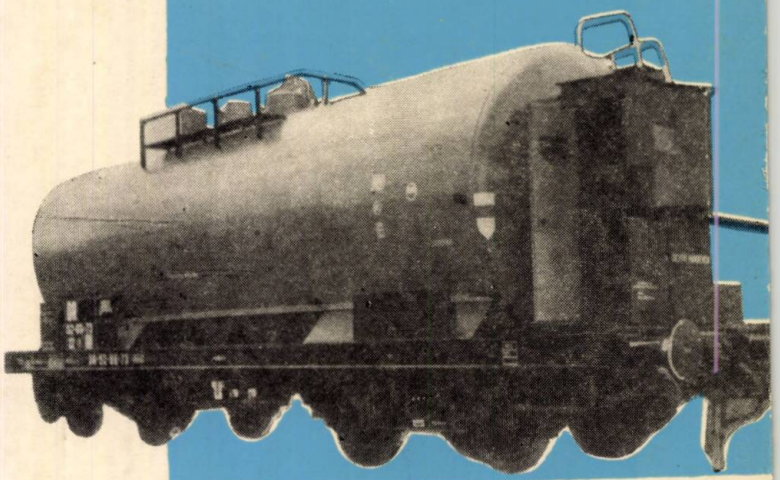
2

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 7 ★ Nr. 2 ★ p. 45 — 92 ★ București ★ martie — aprilie 1963

UZINELE 23 AUGUST
BUCUREȘTI

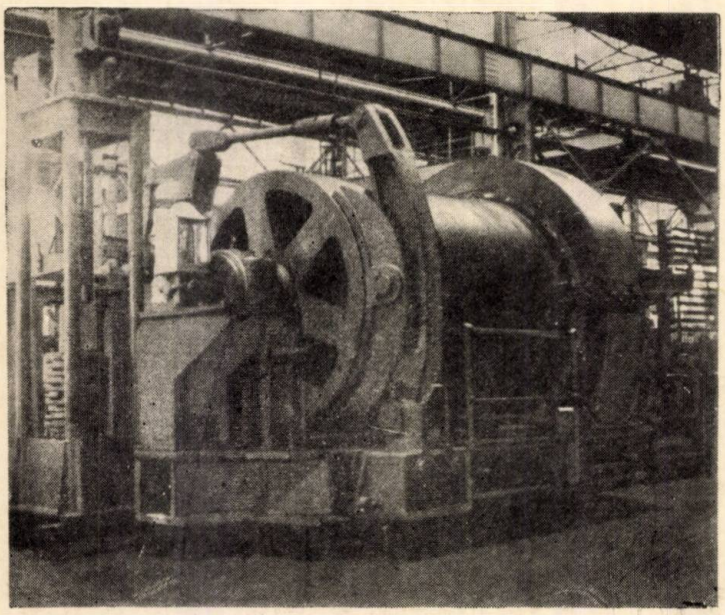
execută:

MOTOARE DIESEL DE LA 100 LA 1 000 CP.
AUTOMOTOARE DE MARE VITEZĂ ȘI CAPACITATE
LOCOMOTIVE DE MANEVRĂ
VAGOANE CISTERNĂ DE 50 m³ PE 4 OSII CU BOGHIU AMBUTISAT PENTRU PRODUSE ALE INDUSTRIEI CHIMICE ȘI PETROLIFERE, CU ÎNCĂLZIRE ȘI IZOLAȚIE.
VAGOANE SIDERURGICE DE 2 × 5,25 m³, 11 m³ ȘI 16 m³ CU COMANDĂ ELECTRICĂ DE LA DISTANȚĂ.
MATERIAL RULANT: FRÎNE CU AER COMPRIMAT.
LINII TEHNOLOGICE DE CIMENT PRIN PROCEDEUL UMED CU CAPACITĂȚI DE LA 300—1 200 t/zi.
ECHIPAMENTE COMPLETE PENTRU FURNALE DE 250, 450, 700 și 1 000 m³.
UTILAJE PENTRU LAMINOARE DE ȚEVI ȘI LAMINOARE DE TABLĂ
APARATAJE DE JOASĂ ȘI MEDIE PRESIUNE ȘI AGREGATE PENTRU INDUSTRIA CHIMICĂ ȘI PETROLIFERĂ
PIESE TURNATE DIN OȚEL, OȚEL MANGANOS, ȘI FONTĂ
PIESE FORJATE LIBER ȘI PIESE MATRIȚATE.
OȚELURI ALIATE DE CONSTRUCȚII, DE SCULE ȘI RAPIDE

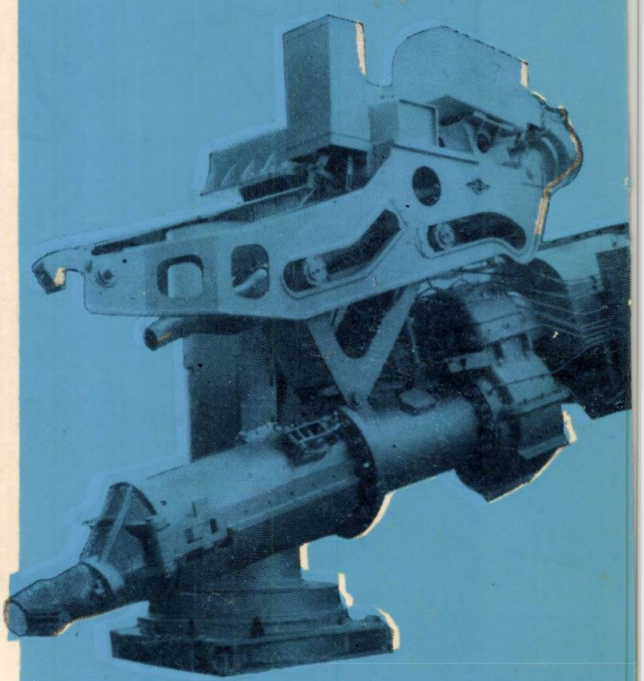


Vagoane cisternă de 50 m³ pentru gaze lichefiate boghiu ambutisat și izolație

VAS DE REACȚIE



Troliul schipului pentru furnalul de 1 000 m³



Mașină electrică pentru astuparea gurii de fontă la f
nalele de 700 cm³

telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacția : București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 7 Nr. 2 martie—aprilie

CUPRINS

CZ 621.396.67

I. Constantinescu : **Distribuția cîmpului electromagnetic și a curentului în pămînt în cazul unei antene verticale.**

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 45—50

CZ 621.376

J. Komárik : **Demodulator-numărător pentru oscilații modulate în frecvență.**

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 50—56

CZ 621.385

Gh. Cartianu : **Considerații privind calculul tuburilor de reactanță și al sistemelor cu reacție comportîndu-se ca o reactanță.**

Se studiază problema distorsiunilor și a stabilității frecvenței de centru la producerea modulației de frecvență cu ajutorul tuburilor de reactanță și în general cu ajutorul sistemelor cu reacție care se comportă ca o reactanță variabilă.

Se stabilesc formulele de calcul al factorilor de distorsiune și al factorului de stabilitate, se arată dependența dintre acești factori și se dau indicații asupra calculului tuburilor de reactanță.

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 56—64

CZ 621.395.64

N. Marinescu, Barbu Eneea, D. Straule, L. Ionescu : **Îmbunătățirea echivalentului de transmisie la aparatele telefonice construite în R.P.R.**

Se prezintă un nou montaj de amplificator cu tranzistoare în două variante, pentru amplificarea recepției la aparatele telefonice construite în R.P.R.

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 65—69

CZ 621.395.34 : 621.395.72

V. Căluneanu, I. Alexiu, N. Daniliuc, C. Bălănescu : **Dispozitive de semnalizare cu semiconductoare pentru centrale telefonice automate de instituție.**

Se prezintă un dispozitiv de semnalizare cu tranzistoare și celule magnetice de comutație, destinat unei centrale telefonice de instituție de 1 000 numere.

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 69—74

CZ 621.396.62

D. Stanomir : **Contribuții la proiectarea difuzoarelor cu pîlnie.**

În articol se expune o metodă de proiectare a difuzoarelor cu pîlnie considerîndu-se date inițial elementele : R, rezistența electrică a bobinei, E_0, eficacitatea la rezonanță, banda de frecvențe, Π_e, puterea electrică aparentă. Se face de asemenea o sistematizare a metodei de proiectare a pîlniilor.

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 74—79

CZ 621.395.3 : 621.395.72

D. Negoescu : **Studiul economic al introducerii centralelor de bloc în rețeaua telefonică urbană.**

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 79—83

CZ 621.396.64 : 621.314.7

H. Sinnreich : **Proiectarea optimă a unor tipuri de amplificatoare cu tranzistoare cu reacție.**

Telecomunicații, 7, nr. 2, 1963, p. 84—87

RECENZII, 88

REFERATE, 88—91

Comitetul de redacție

Ing. I. ANDREESCU, ing. M. BAIER, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU — redactor responsabil, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. I. CONSTANTINESCU, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU.

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R. P. R. – Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". – Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. – Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. – Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică nr. 2 – București – c. 1309

telecomunicații

Anul VII * nr. 2 * martie – aprilie 1962

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 ORSZÁGOS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

Prof. Ing. I. CONSTANTINESCU

Distribuția cîmpului electromagnetic și a curentului în pămînt în cazul unei antene verticale

CZ 621.396.67

Prezentul studiu își trage originea din unele însemnări găsite de curînd, dar scrise acum 28 de ani, cînd încercasem fără succes să tratez acest subiect folosind coordonatele sferice care duceau la ecuații diferențiale greu de integrat.

Alte dificultăți proveneau din faptul că condițiile la limită de la baza antenei erau și continuă să fie greu de formulat. Neștiindu-se impedanța internă a pămîntului la baza antenei, nu se putea ști care este fracțiunea de curent care trece direct din antenă în pămînt și nici fracțiunea de curent reflectat în antenă din cauza diferenței dintre impedanța antenei și a prizei de pămînt.

Oricum ar fi, se poate ști că în jurul antenei ia naștere un curent radial care pătrunde în pămînt pînă la o anumită adîncime.

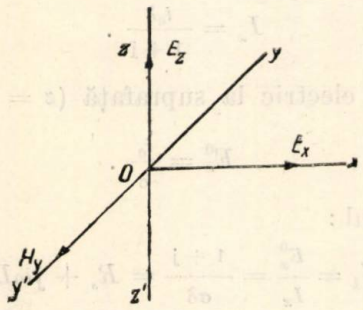


Fig. 1

Simetria axială a cîmpului electromagnetic și a curentului electric în pămînt face ca distribuția lor să fie aceeași, în orice plan vertical care trece prin antenă.

Avînd în vedere că multe probleme de propagare capătă o rezolvare simplă dacă pot fi reduse la cazul undelor plane, vom considera în locul planului vertical trecînd prin antene un diedru cu muchia pe antenă și cu un unghi la vîrf destul de mic, de exemplu un grad, adică $\varphi = \frac{\pi}{180}$, astfel încît arcul orizontal $r\varphi$ descris cu raza r să se poată confunda cu o linie dreaptă și unda electromagnetică în cuprinsul diedrului să fie o undă plană.

Să luăm un sistem de axe rectangulare (fig. 1), cu axa verticală luată pe antenă, cu axa orizontală Ox luată în direcția componentei orizontale E_x a cîmpului electric, componenta verticală fiind E_z, cu axa orizontală Oy luată în direcția cîmpului magnetic ($H_y = H$), și originea luată la baza antenei. Nici una dintre aceste componente nu variază în direcția axei Oy în limitele diedrului. În aceste condiții ecuațiile lui Maxwell în regim periodic se reduc la:

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega\mu H_y \qquad (1)$$

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = (\sigma + j\omega\varepsilon) E_x \qquad (2)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = (\sigma + j\omega\varepsilon) E_z \qquad (3)$$

Derivînd ecuația (2) în raport cu z și ecuația (3) în raport cu x și făcînd înlocuirile necesare în (1), se elimină E_x și E_z și se obține ecuația undelor pentru H_y:

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) H_y = \gamma^2 H_y. \qquad (4)$$

Să ne oprim puțin asupra constantelor primare care caracterizează mediul și anume conductivitatea σ, constanta dielectrică ε și permeabilitatea μ.

În aer considerat ca dielectric:

$$\sigma = 0, \quad \varepsilon = \varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9} \text{ farazi/m}$$

și

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Henry/m.}$$

În pămînt considerat ca un conductor mediocru :

$$\sigma \cong 0{,}015 \text{ mho/m}; \quad \varepsilon \cong 20\ \varepsilon_0 \text{ și}$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Henry/m}$$

ca și în aer.

În regim periodic, susceptanța capacitivă (inversul reactanței capacitive) este $j\omega\varepsilon$ și provine din curentul de deplasare $\varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}$. În pămînt admitanța $(\sigma + j\omega\varepsilon)$ poate lua aceeași formă, ca și susceptanța $j\omega\varepsilon$, dacă punem :

$$\sigma + j\omega\varepsilon = j\omega\varepsilon_c, \tag{5}$$

unde :

$$\varepsilon_c = \varepsilon\left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon}\right) = \varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\delta \tag{5'}$$

este constanta dielectrică *complexă* a pămîntului sau a oricărui conductor mediocru. Este cazul să observăm aci că, dacă

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \gg 1,$$

constanta dielectrică complexă ε_c se reduce la

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{j\omega}. \tag{6}$$

De exemplu, dacă $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} = 10$, se găsește că relația (6) este valabilă pînă la frecvența de $13{,}5 \times 10^6$ Hz.

În cazul undelor plane care se propagă într-o direcție normală pe planul undei, propagarea este definită de constanta de propagare intrinsecă a mediului :

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta, \tag{7}$$

unde :

α este constanta de atenuare ;

β — constanta lungimii de undă sau constanta fazei.

În sfîrșit, mai avem de-a face cu impedanța intrinsecă a mediului :

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}}. \tag{8}$$

În aer și în orice dielectric perfect $\sigma = 0$ și atunci constanta de propagare intrinsecă se reduce la :

$$\gamma = j\omega\sqrt{\varepsilon\mu} = j\beta = \frac{j\omega}{v} = j\frac{2\pi}{\lambda}\delta, \tag{9}$$

unde :

$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{\omega}{\beta}$ este viteza luminii sau a oricărei unde electromagnetice ;

λ — lungimea de undă.

În aceleași condiții impedanța intrinsecă (8) devine :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}. \tag{10}$$

În conductorii imperfecți impedanța intrinsecă (8) se mai poate scrie :

$$\eta_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_c}}. \tag{11}$$

Menționăm aici că expresiile (8), (10) și (11) ale impedanței intrinsece sînt valabile numai în cazul unei propagări tridimensionale. Pentru propagarea într-o singură direcție trebuie să ne folosim de impedanța caracteristică a acelei direcții. Aceasta nu diferă de impedanța intrinsecă decît printr-un coeficient numeric în funcție de forma undei.

Cu privire la undele plane mai avem de adăugat faptul că unda de curent $i_x = \sigma E_x$ ce se propagă în pămînt în sensul axei verticale Oz' este de forma :

$$i_x = i_0 e^{-(1+j)\frac{z}{\delta}}, \tag{12}$$

unde δ este adîncimea de pătrundere :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}}. \tag{13}$$

La această adîncime densitatea curentului ajunge la e^{-1} (aproximativ 36,9%) din curentul i_0 de la suprafață.

Curentul total ce trece pe o lățime de 1 m și pe toată adîncimea de la suprafață pînă la infinit este :

$$I_x = \frac{i_0\delta}{1 + j}. \tag{14}$$

Cîmpul electric la suprafață ($z = 0$) este :

$$E_x^0 = \frac{i_0}{\sigma}. \tag{15}$$

Raportul :

$$Z_1 = \frac{E_x^0}{I_x} = \frac{1 + j}{\sigma\delta} = R_s + j\omega L_s \tag{16}$$

reprezintă impedanța internă pe unitatea de lungime și unitatea de lățime sau cum se mai zice pe unitatea de suprafață (m^2). Din (16) rezultă că :

$$R_s = \omega L_s = \frac{1}{\sigma\delta} = \sqrt{\frac{\pi f\mu}{\sigma}}. \tag{17}$$

Toate aceste date preliminare se referă la unda plană. În cazul nostru de undă axială, va fi nevoie să intervină unele modificări. Cum avem de-a face cu o propagare în direcția Ox și alta în direcția Oz, vom nota cu indicele 1 toate constantele referitoare la prima direcție Ox și cu indicele 2 constantele referitoare la ultima direcție Oz.

Fiindcă în aer $\sigma = 0$, ecuația (4) în direcția Ox devine:

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = -\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 H_y \qquad (18)$$

unde după (9)

$$\omega^2 \varepsilon_1 \mu_1 = \beta_1^2. \qquad (19)$$

Cîmpul H_y este o funcție periodică atît în timp cît și în spațiu; periodicitatea în timp este reprezentată prin funcția exponențială $e^{j\omega t}$. Periodicitatea în direcția Ox este reprezentată prin exponențiala $e^{-\gamma x}$.

Prin urmare cîmpul magnetic în această direcție este:

$$H_y = H_{y_0} e^{j\omega t - \gamma x}, \qquad (20)$$

unde H_{y_0} este cîmpul magnetic în planul $x = 0$.

Derivata de ordinul al doilea a lui H_y în raport cu x este:

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = \gamma^2 H_y .$$

Introducînd această valoare în (18) se obține ecuația:

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = -(\gamma^2 + \beta_1^2) H_y. \qquad (21)$$

Punînd $K_1 = -(\gamma^2 + \beta_1^2)$ soluția ecuației pentru propagarea în ambele direcții, Ox și Oz', este:

$$H_y = e^{(j\omega t - \gamma x)} (C_1 e^{-K_1 z} + C_2 e^{K_1 z}). \qquad (22)$$

Dacă K_1 are o parte reală pozitivă, atunci în aer ($z > 0$), ultimul termen din paranteză devine ∞ pentru $z = \infty$.

Prin urmare, în acest caz $C_2 = 0$.

În pămînt se aplică aceleași ecuații ca și în aer cu condiția ca μ_1 să fie înlocuit cu μ_2 și ε_1 cu ε_c. În acest caz însă, primul termen din paranteză devine infinit pentru $z = -\infty$. Deci trebuie să luăm $C_1 = 0$.

În aceste condiții:

$$H_{y1} = C_1 e^{-K_1 z} e^{(j\omega t - \gamma_1 x)} \text{ în aer;} \qquad (23)$$

$$H_{y2} = C_2 e^{K_2 z} e^{(j\omega t - \gamma_2 x)} \text{ în pămînt.} \qquad (24)$$

Ținînd seama de recomandările menționate, ecuațiile (2) și (3) devin:

$$E_{z1} = \frac{\gamma_1 C_1}{j\omega \varepsilon_1} e^{-K_1 z} e^{(j\omega t - \gamma_1 x)}; \qquad (25)$$

$$E_{z2} = \frac{\gamma_2 C_2}{j\omega \varepsilon_c} e^{K_2 z} e^{(j\omega t - \gamma_2 x)}; \qquad (26)$$

$$E_{x1} = -\frac{K_1 C_1}{j\omega \varepsilon_1} e^{-K_1 z} e^{(j\omega t - \gamma_1 x)}; \qquad (27)$$

$$E_{x2} = \frac{K_2 C_2}{j\omega \varepsilon_c} e^{K_2 z} e^{(j\omega t - \gamma_2 x)}. \qquad (28)$$

La suprafața de separație dintre dielectric (aerul) și conductor (pămîntul) trebuie ca componentele tangențiale ale cîmpului electric și magnetic să fie continue. Deci:

$$\left.\begin{aligned} H_{y1} &= H_{y_2} \\ E_{x1} &= E_{x_2} \end{aligned}\right\} \text{ pentru } z = 0$$

Aceste condiții la limită ne dau în cazul ecuațiilor (23) și (32):

$$C_1 e^{(j\omega t - \gamma_1 x)} = C_2 e^{(j\omega t - \gamma_2 x)}.$$

Această continuitate trebuie să existe pentru toate valorile lui x. Aceasta înseamnă că trebuie ca $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$. În acest caz mai trebuie ca și $C_1 = C_2 = C$. Această din urmă constantă s-ar putea determina, dacă am cunoaște cîmpul E_x în punctul $x = 0$.

Continuitatea lui E_x din ecuațiile (27) și (28) cere ca:

$$-\frac{K_1}{\varepsilon_1} = \frac{K_2}{\varepsilon_c} .$$

Această relație împreună cu expresiile lui K_1 și K_2:

$$K_1 = \sqrt{-(\gamma^2 + \omega \varepsilon_1 \mu_1)}; \quad K_2 = \sqrt{-(\gamma^2 + \omega^2 \varepsilon_c \mu_2)}$$

ne dau posibilitatea să determinăm constanta de propagare și constantele K_1 și K_2. Ținînd seama și de faptul că $\mu_1 = \mu_2$ se găsește:

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma = \frac{j\omega}{v_1} \sqrt{\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_c + \varepsilon_1}}; \qquad (29)$$

$$K_1 = \frac{j\omega}{v_1} \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_1 + \varepsilon_c}}; \qquad (30)$$

$$K_2 = -\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_1} K_1. \qquad (31)$$

Rămîne acum să vedem în ce condiții rezultatele precedente sînt valabile în cazul nostru, al unei distribuții radiale a cîmpului electric și a curenților.

Volumul ocupat de cîmpul electric în cuprinsul unghiului φ între cilindrii cu razele r și $r + a$, pe o adîncime $z = b$ are forma din figura 2.

Constantele dielectrice ε, care figurează în formulele precedente, sînt capacitățile între două suprafețe egale cu unitatea de suprafață, situate la o distanață egală cu unitatea de lungime.

Să notăm cu ε' valoarea constantei dielectrice, în cazul cînd volumul ocupat de cîmpul elec-

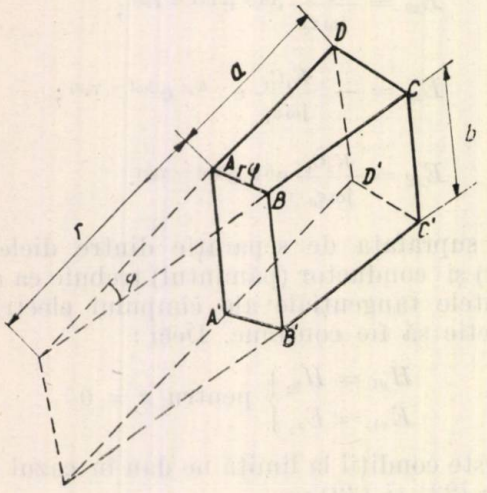


Fig. 2

tric nu mai este unitatea de volum, respectiv 1 m^3, ci are forma din figura 2.

În aer cîmpul electric este vertical și intră prin fața $ABCD$ și iese prin fața $A'B'C'D'$; fluxul acestui cîmp păstrează o secțiune constantă. Suprafața acestei secțiuni este $ABCD = A'B'C'D'$ și este sensibil egală cu $ar\varphi$ dacă a este mic față de r.

Capacitatea ε', între cele două fețe $ABCD$ și $A'B'C'D'$, este:

$$\varepsilon' = \varepsilon \frac{S}{l} = \varepsilon \frac{ar\varphi}{b}. \qquad (32)$$

În pămînt cîmpul electric este orizontal și fluxul cîmpului intră prin suprafața $ABB'A'$ și iese prin suprafața mai mare $CDD'C'$. Fluxul nu mai păstrează deci o secțiune constantă. Capacitatea între cele două fețe $ABB'A'$ și $CDD'C'$ va fi sensibil egală cu:

$$\varepsilon' = \varepsilon \frac{br\varphi}{a}. \qquad (33)$$

Dacă în sfîrșit luăm $a = b = 1$ m obținem constanta dielectrică ε' pe unitatea de lungime și unitatea de adîncime, în cuprinsul unghiului φ, în punctul $x = r$:

$$\varepsilon' = \varepsilon r\varphi. \qquad (34)$$

Expresii analoge se obțin și pentru $\sigma' = \sigma r\varphi$.

Permeabilitatea μ' în cazul volumului din figura 2 este de fapt inductanța dintre fața $AA'D'D$ pe unde intră cîmpul magnetic și fața $BB'C'C$ pe unde iese acest cîmp. Secțiunea acestui flux este $S = ab$, iar lungimea lui este $l = r\varphi$.

Deci inductanța căutată este:

$$\mu' = \mu \frac{S}{l} = \mu \frac{ab}{r\varphi}$$

sau $\mu' = \mu \frac{1}{r\varphi}$ dacă $a = b = 1$.

În formulele (25)...(31) valabile pentru undele plane, în care cîmpul electric nu este divergent, va trebui să introducem în locul lui ε (indiferent de indice), pe ε' din (34), care ține seama de divergența cîmpului. Cum constanta dielectrică din formulele (25)...(31) intră la numitor, în aceste formule trebuie să apară factorul $\frac{1}{r\varphi} = \frac{1}{x\varphi}$, care arată cum descrește cîmpul cu distanța, din cauza divergenței cîmpului. Formulele (29), (30), (31) rămîn însă neschimbate fiindcă constantele dielectrice intervin numai prin raportul lor. Adoptînd această metodă cam ocolită, a coordonatelor rectangulare în cazul cîmpurilor radiale, am ajuns la rezultate simple și ușor de înțeles. Dacă am fi adoptat de la început coordonatele cilindrice sau sferice, am fi ajuns la rezultate exprimate prin funcțiile transcendente ale lui Bessel și polinoamele lui Legendre greu de interpretat din punct de vedere fizic și intuitiv, fiindcă acestea maschează aspectul adevărat al fenomenului.

A p l i c a ț i e. Să determinăm expresia impedanței interne din pămînt a diedrului cu unghiul la vîrf φ.

Ecuația (28) completată cu factorul $\frac{1}{x\varphi}$ și fără factorul $e^{j\omega t - \gamma x}$, pe care urmează să-l subînțelegem, se prezintă sub forma:

$$E_x = \frac{CK_2}{j\omega\varepsilon_c \varphi x} e^{K_2 z}. \qquad (35)$$

Acest cîmp electric la suprafața solului ($z = 0$) și în punctul $x = a$ este:

$$E_x^0 = \frac{CK_2}{j\omega\varepsilon_c \varphi a} \qquad (36)$$

și densitatea curentului la suprafață, în același punct este:

$$i_0 = \sigma E_x^0.$$

Densitatea curentului la adîncimea ($z < 0$) și depărtarea, $x = a$, de antenă este: $i = i_0 e^{K_2 z}$, sau făcînd pe z pozitiv pentru a pune în evidență semnul exponentului:

$$i = i_0 e^{-K_2 z}. \qquad (37)$$

Curentul total din cuprinsul diedrului cu unghiul φ la vîrf, pe adîncimea de la 0 la ∞ va fi:

$$I_x = \int_0^\infty i_0 e^{-K_2 z} dz = i_0 \left[\frac{e^{-K_2 z}}{-K_2}\right]_0^\infty = \frac{i_0}{K_2}$$

însă :

$$i_0 = \sigma E_x^0$$

deci :

$$I_x = \frac{\sigma E_x^0}{K_2} = \frac{E_x^0}{K_2/\sigma}. \qquad (38)$$

Avînd în vedere că E_x^0 reprezintă tensiunea pe unitatea de lungime, factorul K_2/σ va reprezenta impedanța pe unitatea de lungime a unui bloc pe pămînt de forma din figura 2, însă de adîncime infinită. Această impedanță numită impedanță internă sau de suprafață va fi evident de forma :

$$z_s = R_s + j\omega L_s = \frac{K_2}{\sigma}.$$

Pentru a găsi valorile lui R_s și ωL_s, trebuie să ținem socoteala de faptul că K_2 este o cantitate complexă care se poate prezenta sub forma $\alpha' + j\beta'$. Calculul pentru determinarea lui α' și β' este destul de lung, însă nu este imposibil. Spre deosebire de cazul conductorilor obișnuiți, cînd $\alpha = \beta$ în cazul de față, al unei distribuții radiale a cîmpului electric, $\alpha' \neq \beta'$.

Ecuația (37) devine în acest caz :

$$i = i_0 e^{-\alpha' z} e^{-j\beta' z}. \qquad (39)$$

La o adîncime $z = \frac{1}{\alpha'} = \delta$ curentul ajunge la valoarea e^{-1} din valoarea lui i_0 de la suprafața solului. Această adîncime δ se numește, în cazul undelor plane, adîncimea de pătrundere, cu toate că pînă la această adîncime curentul a scăzut numai la $e^{-1} = 0{,}369$ din curentul de la suprafață. La această adîncime faza curentului este dată de factorul $e^{-j(\beta'/\alpha')}$.

Justificarea denumirii de adîncime de pătrundere se va da mai jos. Să vedem însă în ce condiții noțiunea de adîncime de pătrundere se poate aplica în cazul distribuției radiale.

Deocamdată să revenim la ecuația (38) scrisă sub forma :

$$I_x = \frac{E_x^0}{\frac{\alpha' + j\beta'}{\sigma}} = \frac{E_x^0}{R_s + j\omega L_s}. \qquad (40)$$

În această expresie a curentului, E_x^0 descrește proporțional cu $\frac{1}{x}$. Conductivitatea σ' crește însă proporțional cu x, așa încît raportul (40) este independent de x, dacă α' și β' nu suferă variații în raport cu x. Din (31) se vede tocmai că ($K_2 = \alpha' + j\beta'$), este independent de distanța x, întrucît constantele dielectrice care intră în expresia lui K_2 sînt sub formă de raport.

Din (40) deducem atunci expresiile :

$$R_s = \frac{\alpha'}{\sigma'} = \frac{1}{\sigma'\delta} \text{ și } \omega L_s = \frac{\beta'}{\sigma'} = \frac{1}{\sigma'\delta'}, \qquad (41)$$

cu $\delta \neq \delta'$ fiindcă $\alpha' \neq \beta'$, deci R_s și ωL_s au valori care, din cauza lui $\sigma' \neq \sigma x\varphi$, descresc proporțional cu $1/x$ (σ și φ fiind invariabile) spre deosebire de cazul undelor plane cînd R_s și ωL_s sînt independente de distanța x, așa cum se va vedea imediat.

În cazul undelor plane ecuația (40) are forma :

$$I_x = \frac{E_x^0}{\frac{\alpha + j\alpha}{\sigma}} = \frac{E_x^0}{R_s + j\omega L_s}, \qquad (40')$$

unde σ și prin urmare R_s și ωL_s nu depind de distanța x la care este exprimat curentul. Deci rezistența :

$$R_s = \frac{\alpha}{\sigma} = \frac{1}{\sigma\delta} \qquad (42)$$

este independentă de punctul x unde o căutăm.

Să presupunem acum că E_x^0 nu scade exponențial cu adîncimea, ci păstrează o valoare constantă egală cu E_x^0 pe toată adîncimea δ, ca în cazul unui curent continuu.

Rezistența în curent continuu a blocului de pămînt avînd lungimea $x = 1$, lățimea $y = 1$ și adîncimea $z = \delta$ va fi :

$$R = \rho \frac{l}{s} = \frac{l}{\sigma s} = \frac{1}{\sigma\delta}. \qquad (43)$$

Se vede de aici că rezistența din (43) nu diferă de aceea din (42) și aceasta înseamnă că adîncimea de pătrundere este adîncimea pînă la care pătrunde un curent continuu egal cu cel de la suprafața solului.

În cazul nostru, al unei distribuții radiale a cîmpului electric, am văzut că R_s și ωL_s descresc proporțional cu $1/x_s$ însă curentul total I_x din interiorul diedrului cu unghiul la vîrf φ pe toată adîncimea ($z = \infty$) nu depinde de punctul x, de unde pleacă curentul. Avînd în vedere că conductivitatea în punctul $x = r$ este $\sigma' = \sigma r\varphi$, rezistența blocului de pămînt din diedrul φ cuprins între razele $x = r$ și $x + 1 = r + 1$ și avînd adîncimea h va fi :

$$R_0 = \rho' \frac{l}{s} = \frac{l}{\sigma' s},$$

în care :

$$l = 1,\ s = r\varphi h \text{ și } \sigma' = \sigma r\varphi.$$

Deci în cazul acesta :

$$R_0 = \frac{1}{\sigma h} \cdot \frac{1}{(r\varphi)^2}.$$

Pe de altă parte din 41 :

$$R_s = \frac{1}{\sigma' \delta} = \frac{1}{\sigma \delta} \cdot \frac{1}{r\varphi}.$$

Pentru ca să avem $R_s = R_0$ trebuie ca :

$$h = \frac{\delta}{r\varphi}. \qquad (44)$$

De aci rezultă faptul neașteptat dar verosimil că adîncimea de pătrundere h din cazul cîmpului radial este pentru $r > 1$ mai mică decît adîncimea de pătrundere δ din cazul undelor plane. Rezultă că este așa și din faptul că pentru $x = \infty$ curentul este nul și adîncimea de pătrundere a lui nu poate fi decît nulă.

Rezultatele obținute pînă aici sînt valabile pentru orice distanță x mai mare decît o anumită valoare $x = a$. În vecinătatea imediată a prizei de pămînt a antenei este probabil imposibil să se găsească soluții destul de ușor exprimabile, prin funcțiuni simple, care să permită determinarea constantei arbitrare $C = C_1 = C_2$ din formulele (25)...(28).

Totuși de la o distanță $x = a$ comparabilă cu lungimea undei, s-au obținut următoarele rezultate simple :

1) În expresia cîmpurilor E_x din (25)...(28) trebuie să mai intre și factorul $\frac{1}{x\varphi}$.

2) Adîncimea de pătrundere în cazul cîmpurilor radiale nu mai este constantă și egală cu δ, ci este variabilă cu distanța $x = r$, fiind $h = \frac{\delta}{r\varphi}$.

Pentru $x = r = 0$ ar trebui ca adîncimea de pătrundere să fie infinită.

După cum se vede, procedînd ca mai sus, ne putem dispensa de coordonatele cilindrice și sferice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Constantinescu, I. *Transmisii electromagnetice.*
[2] Schelkunoff, S. A. *Electromagnetic waves.*
[3] Ramo, S. și Whinnery, I. R. *Fields and waves in modern radio.*

Dr. J. KOMÁRIK
Universitatea Tehnică din Budapesta
Catedra Tehnică Telecomunicații fără fir

Demodulator-numărător pentru oscilații modulate în frecvență

CZ 621.376

1. INTRODUCERE

Valoarea medie a unei serii de impulsuri identice este proporțională cu frecvența impulsurilor. Utilizarea acestei proprietăți conduce la un foarte bun demodulator de oscilații modulate în frecvență. Construcția demodulatorului, avînd ca principiu numărarea impulsurilor, este următoarea : plecînd de la oscilația modulată în frecvență se produce o succesiune de impulsuri, a căror frecvență de repetiție coincide cu frecvența semnalului, care se schimbă în ritmul modulației. Succesiunea constă în impulsuri identice ca formă și se extrage componenta medie a acestor impulsuri. Se obține astfel o mărime (tensiune sau curent), care este proporțională cu frecvența succesiunii de impulsuri, deci și cu frecvența semnalului, conținînd astfel modulația. Valoarea medie mai conține și o componentă continuă, proporțională cu frecvența purtătoare a semnalului.

Cel mai mare avantaj al demodulatorului-numărător de impulsuri constă în faptul că, teoretic, caracteristica de demodulație este liniară, între frecvența de repetiție a impulsurilor și valoarea lor medie existînd o relație strict liniară. În realitate, caracteristica diferă puțin de dreapta ideală — din cauze care se vor arăta mai departe — dar discriminatorul-numărător dă distorsiuni mai mici decît orice alt tip de detector MF.

Un alt avantaj al discriminatorului-numărător constă în aceea că nu conține circuite oscilante sau alte circuite care necesită acordare. Aceasta înseamnă că construirea se simplifică mult și, întrucît circuitele folosite lucrează în regim de impulsuri, cu mijloace simple se pot obține stabilități ridicate.

Un dezavantaj al detectorului-numărător este faptul că are o construcție relativ complicată față de alte tipuri de discriminatoare, are mai multe etaje și elemente. Afară de aceasta, frecvența maximă de lucru este limitată. Demodulatoarele de alte tipuri, cu circuite acordate, pot funcționa la frecvențe foarte înalte, chiar în domeniul microundelor.

Frecvența limită a discriminatorului numărător este determinată de circuitele de impulsuri, întrucît la frecvențe crescătoare sînt necesare impulsuri tot mai înguste și cu fronturi tot mai scurte. Dacă se evită întrebuințarea circuitelor prea complicate, discriminatorul-numărător se poate utiliza numai pînă la cîțiva MHz.

Discriminatorul-numărător este utilizat, în primul rînd, în tehnica măsurătorilor. Ca detector MF de mare precizie, este deosebit de adecvat pentru măsurarea deviației de frecvență

sau a distorsiunilor de modulație. Se utilizează des în circuitele de control ale emițătoarelor MF. În sfîrșit, acest circuit are importanță deosebită pentru receptoarele MF cu distorsiuni foarte mici. Se mai folosește pe scară largă în sistemele radiotelefonice multicăi cu MF. Din păcate, limita de frecvență, mai înainte amintită, nu permite să poată fi folosit în sistemele cu microunde cu mare deviație de frecvență (8—10 MHz). De aceea se utilizează numai în sistemele de unde ultrascurte cu MF, cu deviație mai mică de frecvență.

2. CONSTRUCȚIA DISCRIMINATORULUI-NUMĂRĂTOR

Schema-bloc a circuitului este dată în figura 1.

De obicei, înainte de discriminator se găsește un circuit schimbător de frecvență. Aceasta, pentru că funcționarea optimă a circuitului are loc pentru o frecvență purtătoare determinată. Despre alegerea acestei frecvențe se va vorbi mai tîrziu. Semnalul care trebuie demodulat are de obicei o altă frecvență purtătoare. De exemplu, dacă etajul anterior este un amplificator de frecvență intermediară, frecvența purtătoare la nivelul acestuia este mult mai ridicată decît ar necesita discriminatorul pentru funcționarea optimă.

După circuitul schimbător de frecvență, urmează etajul de formare a impulsurilor. Acesta generează impulsuri identice ca formă, avînd frecvența de repetiție egală cu valoarea instantanee a frecvenței purtătoare de informație, obținută de la schimbător.

Circuitul de formare funcționează în general în regim de limitare, deci, la variații între limite largi ale nivelului semnalului de intrare, amplitudinea impulsurilor rămîne constantă. Există și cazuri cînd amplificatorul de frecvență intermediară are un etaj limitator și, în acest caz, pe grila schimbătorului de frecvență ajunge un semnal de amplitudine constantă. În sfîrșit, se utilizează și soluția la care atît amplificatorul de frecvență intermediară, cît și circuitul de formare lucrează în regim de limitare. Soluția care trebuie aleasă depinde în primul rînd de eficacitatea necesară a limitării [1], [2].

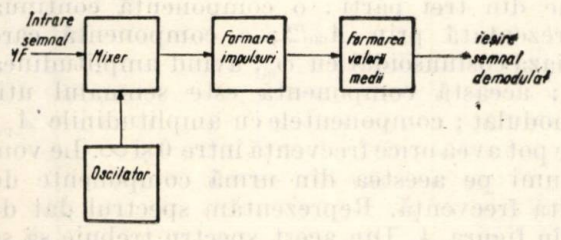


Fig. 1

Formarea impulsurilor dreptunghiulare din semnalul sinusoidal modulat în frecvență se face prin intermediul unor circuite de limitare sau basculante (fig. 2 *a*, *b*). Întrucît lățimea acestor impulsuri variază cu frecvența, ele sînt folosite doar la producerea unei succesiuni de impulsuri de durată egală. Pentru producerea succesiunii de impulsuri uniforme (de durată egală) există două metode fundamentale. În

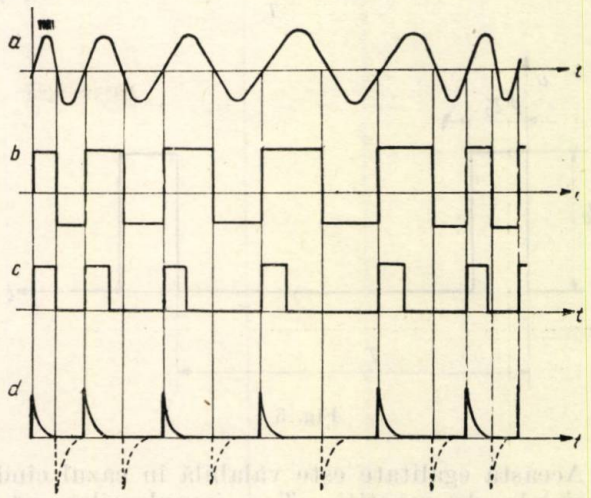


Fig. 2

prima metodă, frontul anterior al impulsurilor de primul tip (neuniforme) comandă un circuit basculant monostabil, care produce impulsuri de durată constantă (fig. 2, *c*). În cea de-a doua metodă, impulsurile de primul tip se diferențiază și din succesiunea astfel obținută se înlătură impulsurile negative (fig. 2, *d*).

Cea de-a doua metodă este mult mai răspîndită, din cauză că cu mijloace foarte simple (un singur circuit de diferențiere *RC*) se obține o mare stabilitate și o funcționare precisă. Soluția cu circuit basculant monostabil prezintă singurul avantaj de a furniza o tensiune de ieșire mai mare ; în schimb, pentru realizarea stabilității și preciziei de funcționare sînt necesare circuite complicate.

Avînd o importanță practică mult mai mare, în continuare se va studia circuitul de formare cu rețea de diferențiere. Concluziile ce rezultă din studiul de față se pot extinde și asupra celorlalte moduri de formare a impulsurilor.

Revenind la schema-bloc arătată în figura 1, circuitul de formare a impulsurilor este urmat de blocul de formare a componentei medii. Acesta, după cum se va vedea, este un simplu filtru trece-jos. La ieșirea acestuia apare semnalul demodulat.

3. STUDIUL SPECTRAL AL IMPULSURILOR

În continuare se va studia mai amănunțit funcționarea discriminatorului-numărător. Întîi se vor arăta problemele privind alegerea frecvenței centrale și formarea valorii medii [3]. În acest scop, se scrie expresia dezvoltării

Fourier a unei serii de impulsuri avînd frecvență de repetiție constantă (fig. 3):

$$u = U_0 \frac{\omega \tau_0}{\pi}\left[1+2\sum_{p=1}^{\infty}\frac{\sin p\,\omega\tau}{p\,\omega\tau}\cos p\,\omega\,(t-\tau_0)\right]$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}. \qquad (1)$$

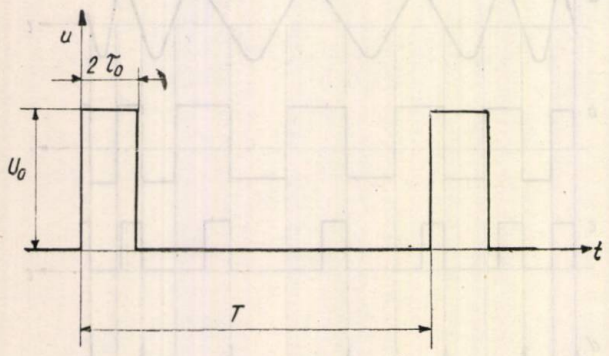


Fig. 3

Această egalitate este valabilă în cazul cînd perioada de repetiție T a impulsurilor este constantă.

Se presupune că

$$p\ \omega\ \tau_0 \ll 1. \qquad (2)$$

Această inegalitate, pentru valori mici ale lui p, este totdeauna satisfăcută, deoarece lățimea impulsurilor $2\tau_0$ este mult mai mică decît perioada de repetiție T [4], [5]. Se va vedea mai tîrziu că valoarea maximă a lui p, care se ia în considerare, este egală cu unu. Se poate scrie deci:

$$\frac{\sin p\,\omega\tau_0}{p\,\omega\tau_0} \cong 1.$$

Atunci:

$$u \cong U_0 \frac{\omega\tau_0}{\pi}\left[1+2\sum_{p}\cos p\,\omega(t-\tau_0)\right]. \qquad (3)$$

Se presupune acum că ω se schimbă în timp:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_n t, \qquad (4)$$

unde:

ω_0 este frecvența unghiulară purtătoare;
$\Delta\omega$ — deviația de frecvență unghiulară;
ω_m — frecvența unghiulară de modulație.

În acest caz, faza este:

$$\varphi(t) = \int \omega(t)\,dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin\omega_m t, \qquad (5)$$

unde:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_m} = m \qquad (6)$$

este indicele de modulație.

Se înlocuiește acum frecvența unghiulară instantanee dată de relația (4), în ω din fața parantezei expresiei (3). În argumentul funcției cosinus, nu se înlocuiește (4), ci faza (5) înmulțită cu p și decalată în timp cu τ_0 și se obține:

$$u \cong \frac{U_0}{\pi}\tau_0\omega_0\left(1+\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\cos\omega_m t\right)\left\{1+2\sum_{p}\cos p\,[\omega_0\,(t-\tau_0)+m\,\sin\,\omega_m t]\right\}. \qquad (7)$$

Termenii în cosinus din sumă reprezintă semnale modulate sinusoidal în frecvență. Un asemenea semnal modulat în frecvență se poate descompune într-o sumă de componente:

$$\cos p\,(\omega_0 t + m\sin\omega_m t - \omega_0\tau_0) = \sum_{r=-\infty}^{+\infty} J_r(pm)\cos[(p\omega_0 + r\omega_m)t - p\omega_0\tau_0]$$

unde $J_r(pm)$ este funcția Bessel de prima speță, de ordin r și argument pm. Înlocuind dezvoltarea de mai sus în relația (7) și ordonînd termenii, se obține:

$$u \cong \frac{A_{00}}{2} + A_{01}\cos\omega_m t + \sum_{p}\sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{pr}\cos[(p\omega_0 + r\,\omega_m)\,t - p\,\omega_0\,\tau_0], \qquad (8)$$

unde:

$$\left.\begin{aligned}\frac{A_{00}}{2} &= \frac{U_0\,\tau_0\,\omega_0}{\pi}\\ A_{01} &= \frac{U_0}{\pi}\tau_0\Delta\omega\\ A_{pr} &= \frac{2U_0\tau_0}{\pi}J_r(pm)\left(\omega_0+\omega_m\frac{r}{p}\right)\end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

Relațiile (8) (și 9) dau dezvoltarea Fourier a unei succesiuni de impulsuri cu frecvență variabilă. Aceste rezultate sînt doar aproximative, dar respectînd condiția (2) erorile față de rezultatele exacte sînt foarte mici [6], [7] [8].

După cum arată relația (8), spectrul se compune din trei părți: o componentă continuă reprezentată prin $A_{00}/2$; o componentă care variază cosinusoidal cu ω_m, avînd amplitudinea A_{01}; această componentă este semnalul util demodulat; componentele cu amplitudinile A_{pr}, care pot avea orice frecvență între 0 și ∞. Le vom denumi pe acestea din urmă componente de înaltă frecvență. Reprezentăm spectrul dat de (8) în figura 4. Din acest spectru trebuie să se extragă componenta de frecvență unghiulară ω_m și amplitudinea A_{01}. Se pune întrebarea dacă se poate separa această componentă cu ajutorul unui filtru. Teoretic, acest lucru nu este posibil, deoarece spectrul componentelor

A_{pr} este infinit lat, și deci și în jurul lui ω_m există componente provenite din spectrul de înaltă frecvență. Practic, componenta A_{01} se poate separa totuși, cu ajutorul unui filtru trece-jos. Coeficienții A_{pr} conform relațiilor (9) con-

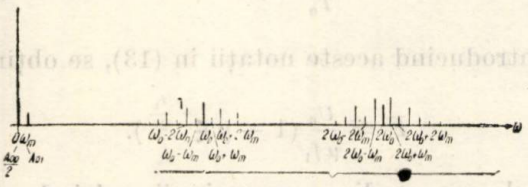


Fig. 4

țin funcțiile Bessel de ordin r, de argument pm. Or, acestea au binecunoscuta proprietate că, la mărirea ordinului r peste o anumită valoare, scad foarte repede. Aceasta înseamnă că componentele situate în jurul lui ω_0 (corespunzător lui $p = 1$) îndepărtîndu-se de ω_0, de la un anumit r încep să scadă brusc, așa că cele care cad în banda frecvențelor de modulație sînt suficient de mici. Mărimea lor depinde, bineînțeles, de alegerea frecvenței ω_0. Cu cît ω_0 este mai ridicat, cu atît mai mici vor fi componentele A_{pr} care cad în domeniul frecvențelor de modulație. Aceste componente nu se pot anula, dar se pot reduce la valorile dorite. Raționamentul dinainte, făcut asupra grupului de componente din jurul pulsației ω_0 ($p = 1$), este valabil și pentru celelalte grupuri ($p=2, 3, 4\ldots$). În schimb, se poate arăta simplu că cele mai importante componente din domeniul frecvențelor de modulație sînt date de grupul inferior ($p = 1$), de aceea în calcule este suficientă luarea în seamă a acestora.

Din studiul spectrului s-au obținut următoarele rezultate importante: componenta utilă (A_{01}) se poate extrage din spectru cu ajutorul unui filtru trece-jos, deci extragerea valorii medii se poate face cu ajutorul unui filtru. Banda de trecere a filtrului trece-jos are ca limită superioară frecvența unghiulară ω_M (ω_M fiind frecvența maximă de modulație), banda de oprire începînd de la ω_H. Valoarea ω_H depinde de filtru, în general $\omega_H = (1{,}2 \div 1{,}5)\ \omega_M$.

Să cercetăm modul cum trebuie ales ω_0. Din examinarea circuitelor discriminatorului-numărător, a reieșit că proprietățile lui sînt mai bune dacă ω_0 se alege cît mai mic [4], [5]. Valoarea minimă a lui ω_0 se determină astfel ca, în banda frecvențelor de modulație, să nu ajungă componente perturbatoare de valori mai mari decît cea admisă. Este util să se raporteze amplitudinea perturbatoare la amplitudinea semnalului util și să se definească un nivel relativ de perturbație:

$$z = \frac{A_{1r}}{A_{01}}.$$

Cu ajutorul relațiilor (9):

$$z = 2J_r(m)\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} + \frac{r}{m}\right). \qquad (10)$$

Presupunem că componenta $\omega_0 + r\,\omega_M$ (r este negativ) din grupul inferior al spectrului ($p = 1$) coincide cu frecvența ω_H:

$$\omega_0 + r\omega_M = \omega_H:$$

Înlocuind aceasta în (10):

$$z = 2J_r(m)\frac{\omega_H}{\Delta\omega}.$$

Exprimînd de aici pe $J_r(m)$:

$$J_r(m) = \frac{z \cdot m\,\omega_M}{2\omega_H}. \qquad (11)$$

Dacă se prescrie nivelul perturbațiilor z, din relația (11) se poate calcula $J_r(m)$. Cu ajutorul diagramei din figura 5 se poate determina ordinul r pentru care $J_r(m)$ nu este mai mare

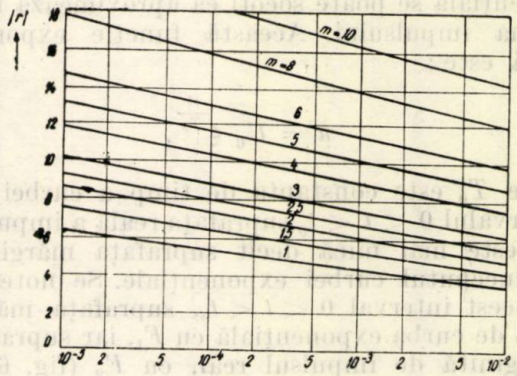


Fig. 5

decît valoarea calculată mai înainte. Cunoscînd pe r,

$$\omega_0 = \omega_H - r\,\omega_M.$$

Luînd în considerare semnul negativ al lui r:

$$\omega_0 = \omega_H + r\,\omega_M. \qquad (12)$$

Relația (12) determină valoarea minimă ω_0.

4. CALCULUL CARACTERISTICII DE FRECVENȚĂ A DISCRIMINATORULUI

Pentru calculul caracteristicii de frecvență a discriminatorului se va studia succesiunea alcătuită din impulsuri de forma celui care este reprezentat în figura 6. Forma frontului anterior depinde în mare măsură de proprietățile circuitului care-l generează. Frontul posterior se poate însă pune în ecuație sub forma unei expresii exponențiale. Impulsul se termină la momentul $T/2$. Întrucît T este perioada oscilațiilor modulate în frecvență, el se va schimba cu modulația. Aceasta înseamnă că

forma impulsului depinde de frecvența instantanee, deci impulsurile nu sînt uniforme. Cu creșterea frecvenței, scade durata impulsurilor. Din această cauză, caracteristica de frecvență a discriminatorului va diferi de dreapta ideală, și la demodulație vor apare distorsiuni.

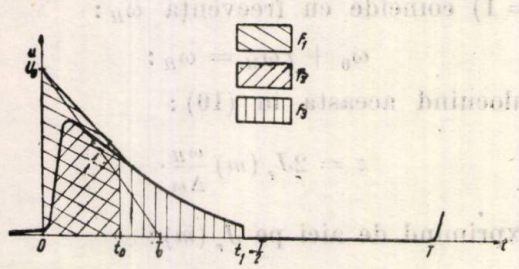


Fig. 6

Să calculăm acum ecuația caracteristicii discriminatorului. Pentru a determina valoarea medie, e necesar să se calculeze suprafața cuprinsă între impuls și axa timpului. S-a notat în figura 6 cu t_0 momentul din care funcția exponențială se poate socoti că aproximează bine forma impulsului. Această funcție exponențială este :

$$u = U_0 \in^{\frac{t}{T_0}},$$

unde T_0 este constanta de timp a curbei. În intervalul $0 < t < t_0$ suprafața reală a impulsului este mai mică decît suprafața mărginită de începutul curbei exponențiale. Se notează, în acest interval $0 < t < t_0$, suprafața mărginită de curba exponențială cu F_1, iar suprafața mărginită de impulsul real, cu F_2 (fig. 6).

Fie

$$F_2 = aF_1,$$

unde $a < 1$. Dacă în intervalul $t_0 < t < t_1$ suprafața mărginită de curba exponențială se notează cu F_3, suprafața totală a unui impuls se poate pune sub forma expresiei :

$$F = F_2 + F_3 = a\ F_1 + F_3\ .$$

F_1 și F_3 pot fi determinate prin simple integrări.

Rezultă că F va fi dat de :

$$F = \frac{U_0}{\mu}\ T_0\ (1 - \mu \in^{\frac{t_1}{T_0}}), \qquad (13)$$

unde :

$$\mu = \frac{1}{a(1 - \in^{\frac{t_0}{T_0}}) + \in^{\frac{t_0}{T_0}}}. \qquad (14)$$

Se observă din figura 6 că :

$$t_1 = \frac{T}{2}.$$

Se notează

$$\frac{1}{T} = f$$

și

$$\frac{1}{T_0} = f_1. \qquad (15)$$

Introducînd aceste notații în (13), se obține :

$$F = \frac{U_0}{\mu f_1}(1 - \mu \in^{-\frac{f_1}{2f}}).$$

Valoarea medie a succesiunii seriei de impulsuri este numeric egală cu suprafața mărginită de un impuls, raportată la perioada T. Tensiunea la ieșire coincide cu valoarea medie, deci va fi :

$$U = \frac{F}{T} = \frac{U_0}{\mu} \cdot \frac{f}{f_1}(1 - \mu \in^{-\frac{f_1}{2f}}). \qquad (16)$$

Definim o tensiune de ieșire normată :

$$y = \frac{U}{U_0/\mu}$$

și o frecvență normată :

$$x = \frac{f}{f_1}. \qquad (17)$$

Înlocuindu-le în (16) rezultă :

$$y = x(1 - \mu \in^{-\frac{1}{2x}}). \qquad (18)$$

Aceasta este ecuația normată a caracteristicii discriminatorului. În figura 7 s-au trasat

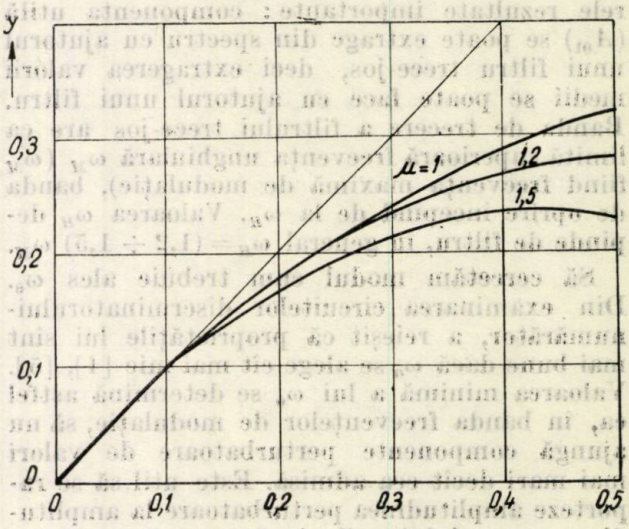


Fig. 7

caracteristicile y în funcție de frecvența normată x, pentru valori ale lui μ întîlnite în practică.

5. CALCULUL DISTORSIUNILOR DE DEMODULAȚIE

Determinarea distorsiunilor se face pentru o modulație armonică de frecvență:

$$f = f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t,$$

unde:

Δf este deviația de frecvență;
f_m — frecvența de modulație;
f_0 — frecvența purtătoare.

Din relația (17) rezultă valoarea normată a frecvenței:

$$x = \frac{f}{f_1} = \frac{f_0}{f} + \frac{\Delta f}{f_1} \cos 2\pi f_m t.$$

Se introduce notația:

$$x_0 = \frac{f_0}{f_1}. \tag{19}$$

Atunci

$$x - x_0 = \frac{\Delta f}{f_1} \cos 2\pi f_m t. \tag{20}$$

Dezvoltînd în serie Taylor expresia (18) în jurul punctului $x = x_0$:

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{y^{(n)}(x_0)}{n!} (x - x_0)^n.$$

Înlocuind relația (20):

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{y^{(n)}(x_0)}{n!} \left(\frac{\Delta f}{f_1}\right)^n (\cos 2\pi f_m t)^n. \tag{21}$$

Studiul mai amănunțit al discriminatorului-numărător [5] arată că distorsiunea, în mod practic, este de ordinul doi. Numai la distorsiuni mai mari ($k > 2 \div 3\%$) se constată efectul armonicelor mai îndepărtate. Deoarece discriminatorul-numărător se utilizează întotdeauna în situații în care se admit distorsiuni foarte mici, este suficient ca în dezvoltarea în serie (21) să se ia în considerare doar termenul de gradul doi. Atunci (21) devine:

$$y \simeq y(x_0) + y'(x_0) \frac{\Delta f}{f_1} \cos 2\pi f_m t + \frac{y''(x_0)}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_1}\right)^2 (\cos 2\pi f_m t)^2.$$

Executînd transformările trigonometrice necesare, se obține:

$$y = H_0 + H_1 \cos 2\pi f_m t + H_2 \cos 4\pi f_m t.$$

Utilizînd egalitățile (18) și (19) și ținînd seama că distorsiunile sînt mici, cu foarte bune aproximații se poate scrie [5]:

$$H_0 \simeq 1$$

$$H_1 \simeq x_0 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)$$

$$H_2 \simeq -\frac{\mu}{16 x_0} \epsilon^{-\frac{1}{2x_0}} \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2$$

Din aceste expresii rezultă că factorul de distorsiuni de ordinul doi este:

$$k_2 = \frac{H_2}{H_1} = \frac{\mu}{16 x_0^2} \epsilon^{-\frac{1}{2x_0}} \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right). \tag{22}$$

Conform acestei relații rezultă că factorul de distorsiuni e proporțional cu deviația de frecvență și este funcție de μ și x_0. μ depinde de forma impulsului (relația 14); valoarea lui variază practic între limite mici ($1 < \mu < 1{,}5$), așa că nu influențează esențial mărimea distorsiunilor.

Valoarea μ cea mai des întîlnită în practică este $1{,}1 \div 1{,}2$. x_0 depinde de frecvența purtătoare și de constanta de timp a frontului posterior al impulsurilor [egalitățile (15) și (19)].

Cu ajutorul relației (22) se poate dimensiona discriminatorul astfel, încît să nu producă distorsiuni mai mari decît cele impuse.

Cunoscînd distorsiunea admisibilă K_2, deviația maximă de frecvență Δf și frecvența purtătoare f_0, din (22) se poate determina x_0. Pentru ușurarea calculelor, în figura 8 s-a dat

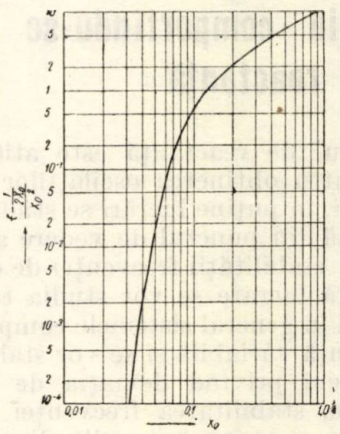


Fig. 8

variația termenului $\frac{1}{x^2} \epsilon^{-\frac{1}{2x_0}}$ în funcție de x_0.

Este adevărat că μ nu este cunoscut, dar variază între limitele amintite și luînd în calcule $\mu = 1{,}2$, nu sînt necesare în general corecții ulterioare. Cunoscînd pe x_0, se poate calcula T_0. După aceasta, circuitul de formare a impulsurilor se poate dimensiona astfel, încît constanta de timp a frontului posterior să fie T_0.

T_0 nu coincide totdeauna cu constanta de timp a circuitului de diferențiere RC care produce impulsul. El depinde de particularitățile etajului care alimentează circuitul de diferențiere și, în special la frecvențe mai ridicate, de capacitățile parazite. De aceea, pentru determinarea lui T_0 este necesar să se facă un studiu amănunțit al circuitului de diferențiere și al impulsului nediferențiat. Din acest studiu se pot obține și datele necesare pentru calculul

lui μ (relația 14) și valoarea exactă a lui T_0. În acest mod se poate verifica dacă valoarea luată inițial pentru μ este corespunzătoare sau nu.

BIBLIOGRAFIE

[1] Johnson: *FM Receiver design.* Wireless World **62** (1956) oct. p. 497.

[2] Baghdady: *FM Interference rejection with narrow band limiter,* Proc. I.R.E **43** (1955) ian., p. 51.

[3] Komarik: *Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására.* Magyar Hiradástechnika **12** (1961), dec. 213. old.

[4] Labin: *Theory of frequency counting and its application to the detection of frequency modulated waves,* Proc. I.R.E. **36** (1948) July, p. 828.

[5] Komárik: *Der Zählerdiskriminator.* Nachrichtentechnik **12** (1962), April. S. 151.

[6] Bennett: *Spectra of Quantised Signals.* The B.S.T.J. **27** (1948), p. 446.

[7] Sanchez, Popert: *Über die Berechnung der Spektren modulierter Impulsfolgen.* Archiv der Elektrischen Übertragung (1955) Okt.

[8] Hölzer, Holzwarth: *Theorie und Technik der Puls-modulation.* 2-te Kapitel. Springer-Verlag, Berlin, (1957).

Prof. Ing. GH. CARTIANU

Membru corespondent al Academiei R.P.R.

Considerații privind calculul tuburilor de reactanță și al sistemelor cu reacție comportîndu-se ca o reactanță

CZ 621.38

Deși tubul de reactanță este atît de mult utilizat pentru obținerea oscilațiilor modulate în frecvență, în puține lucrări se studiază tubul de reactanță din punctul de vedere al distorsiunilor și al stabilității frecvenței de centru.

În această lucrare se vor studia tuburile de reactanță și în general sistemele comportîndu-se ca o reactanță variabilă și se vor stabili formulele de calcul privind deviația de frecvență, distorsiunile, stabilitatea frecvenței de centru și modulația parazită de amplitudine.

1. TUBUL DE REACTANȚĂ, CAZ PARTICULAR AL SISTEMELOR CU REACȚIE CU AMPLIFICATOR MODULAT ÎN AMPLITUDINE

Tubul de reactanță, a cărui funcționare este descrisă pe larg în lucrările care se ocupă de producerea oscilațiilor MF[1], poate fi privit ca un caz particular al unui sistem cu reacție constituit dintr-un amplificator modulat A', o

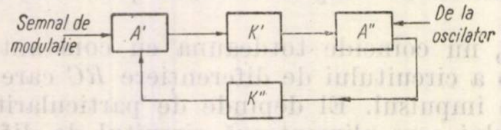


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului cu reacție, cu amplificator modulat în amplitudine, comportîndu-se la ieșire ca o reactanță variabilă.

rețea de cuplaj K', un amplificator liniar A''; reacția dintre ieșire și intrare se realizează cu ajutorul rețelei de cuplaj K'' (fig. 1).

Admitanța de ieșire a sistemului (la ieșirea amplificatorului) A' are expresia [2]:

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_e} = \frac{1 - \mathbf{K}'\mathbf{K}''A'A''}{R_i} = \frac{1}{R_i} + S\mathbf{K}, \qquad (1)$$

în care:

R_i — este impedanța de ieșire a amplificatorului A'' în absența reacției (egală cu rezistența internă a ultimului tub);

$\mathbf{K}', \mathbf{K}''$ — factorii de transfer ai rețelelor K' și K'', egali cu raportul între tensiunea la ieșire și tensiunea la intrare;

A' — factorul de amplificare al amplificatorului A';

A'' — factorul de amplificare al amplificatorului A'' nedebitînd pe sarcină; se presupune că argumentele factorilor A' și A'' au valoarea zero sau π;

$\mathbf{K}'\mathbf{K}''A'A''$ — factorul de transfer al buclei de reacție deschise; $\mathbf{K}'\mathbf{K}'' = K$.

$S = -A'\frac{A''}{R_i}$; $\frac{A''}{R_i}$ reprezintă raportul între curentul la ieșire (cu ieșirea în scurtcircuit), al amplificatorului A'' și tensiunea aplicată la intrare. Mărimea S este echivalentă cu panta unui tub.

Expresia (1) este similară cu expresia cunoscută a admitanței de ieșire a unui tub de reactanță [1]. Dacă factorul de transfer $\mathbf{K}$ are argumentul apropiat de $\pm\frac{\pi}{2}$, termenul al doilea din expresia (1) este aproape pur reactiv.

Notînd:

$$\mathbf{K} = K\underline{|\psi},$$

expresia (1) a admitanței de intrare poare fi pusă sub forma:

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_e} = \frac{1}{R_i} + SK\cos\psi + jSK\sin\psi \qquad (2)$$

și deci impedanța Z_e este constituită dintr-o reactanță X_e dată de relația :

$$\frac{1}{X_{pe}} = -SK \sin \psi, \qquad (3a)$$

în paralel cu o rezistență dată de relația :

$$\frac{1}{R_{pe}} = \frac{1}{R_i} + SK \cos \psi. \qquad (3b)$$

În general $\frac{1}{R_i} \ll SK \cos \psi$.

Valoarea pantei S din expresia de mai sus este de fapt panta dinamică medie corespunzătoare amplitudinei de anumită valoare a oscilației de înaltă frecvență.

Este important de observat că în expresia (2) nu este cuprinsă și admitanța pe care o introduc circuitele de cuplaj ale modulatorului. Această admitanță modifică susceptanța și conductanța date de expresia (2), dar nu introduce un element variabil cu panta și deci cu semnalul de modulație.

Pentru ψ apropiat de $\pm \frac{\pi}{2}$ se poate scrie :

$$-\frac{1}{X_{pe}} \simeq \pm SK. \qquad (4)$$

Susceptanța $-\frac{1}{X_{pe}}$ poate fi pusă în general sub forma de produsul unui factor $A\omega - \frac{B}{\omega}$ și a al unei funcții de ω^2 :

$$-\frac{1}{X_{pe}} \simeq \pm SK = \left(A\omega - \frac{B}{\omega} \right) \theta(\omega^2). \qquad (5)$$

În jurul frecvenței purtătoare ω_0, funcția $\theta(\omega^2)$ este aproximativ constantă și se poate scrie $\theta(\omega^2) = \theta_0$ de unde rezultă :

$$-\frac{1}{X_{pe}} \simeq \pm SK \simeq A\theta_0\omega - \frac{B\theta_0}{\omega}. \qquad (6)$$

În cazul cînd $B = 0$ susceptanța $-\frac{1}{X_{pe}}$ corespunde susceptanței unei capacități C_e,

$$C_e \simeq A \simeq \pm S \frac{K_0}{\omega_0}. \qquad (7a)$$

în care K_0 este valoarea factorului K la frecvența ω_0.

În cazul cînd $A = 0$, susceptanța $-\frac{1}{X_{pe}}$ corespunde susceptanței unei inductivități L_e :

$$\frac{1}{L_e} \simeq B \simeq \pm S\omega_0 K_0. \qquad (7b)$$

Elementul reactiv astfel format are un factor de calitate :

$$Q_e = \left| \frac{R_{pe}}{X_{pe}} \right| = |\operatorname{tg} \psi|, \qquad (8)$$

cu atît mai mare cu cît ψ este mai apropiat de $\pm \frac{\pi}{2}$.

Presupunînd că amplificatorul modulat A' are o caracteristică de modulație liniară, rezultă că factorul A' are o variație liniară cu semnalul de modulație.

Se obține astfel o susceptanță (5) cu o variație liniară cu semnalul de modulație cu atît mai mare cu cît A' și A'' sînt mai mari.

Ieșirea amplificatorului A'' se conectează în paralel cu circuitul oscilant al oscilatorului, ca și în cazul tubului de reactanță. Aplicînd amplificatorului A' semnalul de modulație, se obține modulația de frecvență a oscilațiilor.

Tubul de reactanță (fig. 2) este un caz particular al sistemului descris mai sus ; cu acest sistem se poate obține o variație importantă a reactanței, cu atît mai mare cu cît A' și A'' sînt mai mari. Se observă că defazarea de $\pm \frac{\pi}{2}$ introdusă de rețelele K' sau K'' trebuie să se mențină în toată banda ocupată de componentele laterale. Circuitele trebuie astfel dimensionate ca în afara benzii de trecere atenuarea introdusă de aceste circuite să crească suficient înainte ca defazarea să ajungă la $\pm \pi$ (conform relațiilor lui Bode) pentru ca sistemul să nu devină instabil.

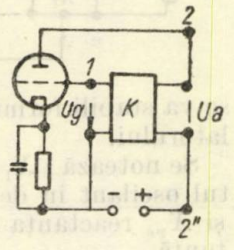


Fig. 2. Schema de principiu a tubului de reactanță.

Din punct de vedere al distorsiunilor și al stabilității frecvenței de centru este avantajos ca amplificatorul modulat A' să fie construit din două etaje în montaj în contratimp echilibrat, în ceea ce privește tensiunile de înaltă frecvență și de modulație aplicate la intrare și cu ieșirile în paralel [3].

În acest caz, notînd cu A'_1 și A'_2 factorii de amplificare corespunzători celor două etaje, conductanța la ieșire are expresia :

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_e} = S_1\mathbf{K} + S_2\mathbf{K}, \qquad (9)$$

în care :

$$S_1 = -\frac{A'_1 A''}{R_{i_1}}, \quad S_2 = -\frac{A'_2 A''}{R_{i_2}}.$$

Modul de lucru este similar cu modul de lucru al tuburilor de reactanță în contratimp [1].

Trebuie menționat că în general și factorii de transfer $\mathbf{K}_1$, $\mathbf{K}_2$ corespunzători celor două etaje, pot fi diferiți și admitanța la ieșire are în acest caz expresia

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_e} = S_1\mathbf{K}_1 + S_2\mathbf{K}_2. \qquad (10)$$

2. EXPRESIA FRECVENȚEI INSTANTANEE

Oricare ar fi sistemul de modulator folosit pentru producerea oscilațiilor modulate în frecvență, el se comportă fie ca o capacitate C_e, fie ca o inductivitate L_e fie ca o capacitate C_e în paralel cu o inductivitate L_e, care variază cu panta S.

Notînd cu ΔC_e și ΔL_e respectiv variația capacității și a inductivității corespunzătoare unei variații ΔS a pantei dinamice medii, se poate scrie :

$$\Delta C_e = \pm \frac{K_0}{\omega_0} \Delta S, \tag{11a}$$

$$\Delta \frac{1}{L_e} = \pm \omega_0 K_0 \Delta S. \tag{11b}$$

Se va lua cazul general cînd modulatorul, echivalent cu o reactanță, este conectat pe o porțiune a circuitului oscilant ca în figura 3 și

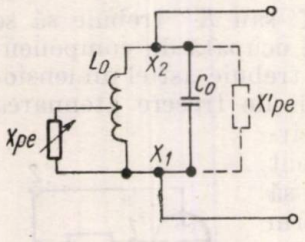


Fig. 3. Cazul general cînd reactanța X_{pe} a modulatorului este conectată în paralel numai pe o porțiune, de reactanță X_1, a unei ramuri de reactanță totală $X_1 + X_2$ a circuitului oscilant ($X_{10} = p)(X_{10} + X_{20})$.

se va stabili formula frecvenței de lucru a oscilatorului.

Se notează : X_1 reactanța porțiunii din circuitul oscilant în derivație cu tubul de reactanță și X_{pe} reactanța introdusă de tubul de reactanță.

Circuitul avînd reactanța X_{pe} în paralel pe o porțiune de reactanță X_1, a circuitului, este echivalent cu circuitul avînd o reactanță X'_{pe} în paralel cu reactanța $\omega_0 L_0$.

Punînd condiția ca puterea reactivă să fie aceeași în ambele cazuri și notînd prin U_1 și U_2 respectiv tensiunile la bornele reactanțelor X_1 și $\omega_0 L_0$, se deduce

$$\frac{U_1^2}{X_{pe}} = \frac{U_2^2}{X'_{pe}}. \tag{12}$$

Notînd :

$$\frac{X_1(\omega_0)}{\omega_0 L} = p \simeq \frac{U_1}{U_2}, \tag{13}$$

rezultă :

$$\frac{1}{X'_{pe}} = \frac{1}{X_{pe}} p^2. \tag{14}$$

Din relațiile (7) se deduc capacitatea echivalentă și inductivitatea echivalentă, în paralel pe întreg circuitul oscilant :

$$C'_e = \pm S \frac{K_0}{\omega_0} p^2;$$

$$\frac{1}{L_e} = \pm S \omega_0 K_0 p^2;$$

și

$$\Delta C'_e = \pm S \frac{K_0}{\omega_0} p^2; \tag{15a}$$

$$\Delta \frac{1}{L'_e} = \pm \Delta S \ \omega_0 K_0 p^2. \tag{15b}$$

Notînd cu C_0 și L_0 capacitatea și inductivitatea circuitului oscilant în cazul cînd semnalul de modulație este nul, capacitatea C și inductivitatea L în timpul modulației au valorile

$$C = C_0 + \Delta C'_e$$

$$L = L_0 + \Delta L'_e$$

Presupunînd că sînt satisfăcute condițiile de regim cvazistaționar, în cazul cînd elementul reactiv se comportă ca o capacitate (fig. 4), frecvența instantanee ω a oscilațiilor este dată de relația

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C'_e}{C_0}}} \tag{16a}$$

În cazul cînd elementul reactiv se comportă ca o inductivitate (fig. 5),

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{1 + \frac{1/L'_e}{1/L_0}} \tag{16b}$$

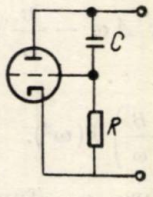


Fig. 4. Schema de principiu a tubului de reactanță comportîndu-se ca o capacitate.

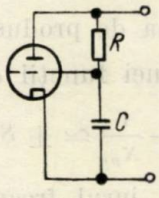


Fig. 5. Schema de principiu a tubului de reactanță comportîndu-se ca o inductivitate.

Modulatorii în contratimp sînt de două tipuri ; în primul sistem (fig. 6) etajele modulatorului

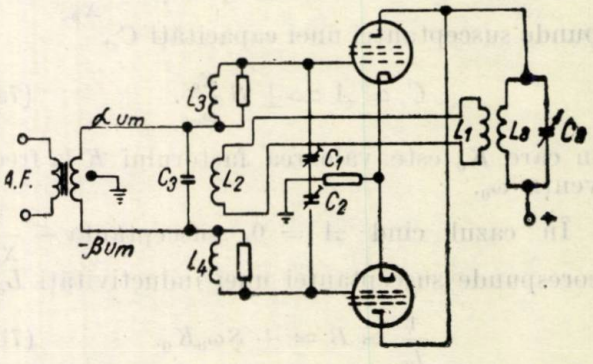


Fig. 6. Schema de principiu a modulatorului în contratimp de primul tip. Cele două etaje introduc inductivități de semne contrarii variabile cu semnalul de modulație.

sînt identice, modulii factorilor de transfer sînt egali, argumentele lor diferă cu π, iar

tensiunile de modulație aplicate celor două etaje sînt în contratimp; unul dintre etaje se comportă ca o inductivitate (sau capacitate) pozitivă, iar celălalt ca o inductivitate (sau o capacitate) negativă.

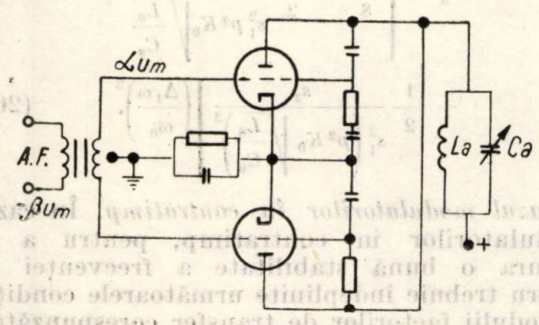


Fig. 7. Schema de principiu a modulatorului în contratimp de tipul al doilea. Un etaj introduce o inductivitate, iar al doilea o capacitate, variabile cu tensiunea de modulație.

În sistemul al doilea (fig. 7) unul dintre etaje introduce o capacitate, iar celălalt o inductivitate și tensiunile de modulație aplicate celor două etaje sînt în contratimp, în acest caz frecvența este dată de

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{\Delta\frac{1}{L'_e}\Big/\frac{1}{L_0}}{1+\frac{\Delta C'_e}{C_0}}}. \qquad (17)$$

Presupunînd că variațiile $\Delta C'_e$ și $\Delta\frac{1}{L'_e}$ sînt destul de mici, folosind relațiile (15) și (16) se deduce deviația de frecvență $\Delta\omega$ raportată la frecvența purtătoare.

În cazul modulatorului cu un singur etaj avem:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \simeq \pm\frac{1}{2}\,p^2\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,K_0\,\Delta S \qquad (18)$$

și în cazul modulatorului cu două etaje in contratimp oricare ar fi tipul de modulator, avem:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \pm\frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,(p_1^2\,K_{10}\,\Delta S_1 - p_2^2\,K_{20}\,\Delta S_2) \qquad (19)$$

Indicii se referă la cele două etaje în contratimp. Variațiile pantelor ΔS_1 și ΔS_2 fiind de semne contrarii rezultă că deviațiile de frecvență datorite celor două tuburi sînt de același semn. În cazul montajelor echilibrate avem:

$$p_1^2\,K_{10}\,\Delta S_1 = -\,p_2^2\,K_{20}\,\Delta S_2. \qquad (20)$$

Frecvența ω_0 a oscilatorului este egală în general cu un submultiplu al frecvenței purtătoare ω_{g0} la emisie pentru a se asigura o stabilitate bună a frecvenței oscilatorului; în aceeași proporție este redusă și deviația de frecvență. Prin multiplicări succesive se ajunge la frecvența finală dorită.

Rezultă deci:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_g}{\omega_{g0}}.$$

Valorile factorilor K_0 pentru diferite tipuri de circuite sînt date în lucrările despre modulația de frecvență [1]. Astfel pentru circuitul din fig. 4, $K_0 = \omega_0 CR$, pentru circuitul din fig. 5, $K_0 = \frac{1}{\omega_0 CR}$, pentru circuitul din fig. 6,

$$K_{10} = K_{20} = \frac{M_e}{2p\,\omega_0\,C'\,R'\,L_a}.$$

În cazul ultimului circuit, L_a este inductivitatea circuitului oscilant al oscilatorului, C' capacitatea totală a circuitului acordat de la intrare, R' rezistența totală serie a circuitului de la intrare, M_e inductivitatea echivalentă de cuplaj mutual între circuitul oscilant și circuitul de la intrare.

3. DISTORSIUNILE INTRODUSE DE MODULATOR

Pentru tensiuni de modulație relativ mari, variația frecvenței instantanee produsă de modulator este distorsionată din cauza neliniarității caracteristicii de modulație.

Neliniaritatea caracteristicii de modulație este determinată pe de o parte de relația dintre frecvență și pantă medie și pe de altă parte de relația dintre pantă și tensiunea de modulație.

Panta dinamică medie corespunzătoare semnalului de înaltă frecvență este o funcție de tensiunea de modulație u_m aplicată la grilă; aceasta poate fi pusă sub forma seriei de puteri:

$$S = S_0 + s_1 u_m + s_2 u_m^2 + s_3 u_m^3 + \ldots \qquad (21)$$

și variația pantei cu tensiunea de modulație este dată de

$$\Delta S = S - S_0 = s_1 u_m + s_2 u_m^2 + s_3 u_m^3 + \ldots \qquad (22)$$

Folosind formulele (15a) și (15b) se poate deduce ΔC_e și $\Delta\frac{1}{L_e}$ în funcție de ΔS și deci de u_m; înlocuind în formulele (16a), (16b), (17) se deduce caracteristica de modulație $\omega = f(u_m)$ a oscilatorului cu tub de reactanță în regim cvazistaționar. Dezvoltînd în serie pe ω în jurul valorii $u_m = 0$ se găsește:

$$\omega = f(u_m) = \omega_0 + a_1 u_m + a_2 u_m^2 + a_3 u_m^3 + \ldots \qquad (23)$$

în care:

$$\omega_0 = f(0),\ a_1 = f'(0),\ a_2 = \frac{1}{2}f''(0),$$
$$a_3 = \frac{1}{6}f'''(0)$$

Presupunînd semnalul de modulație sinusoidal de forma $u_m = U_m \cos\omega_m t$ și păstrînd numai

termenii pînă la gradul 3 în dezvoltare, se găsește :

$$\omega - \omega_1 = \Delta_0\omega_1 + \Delta_1\omega \cos \omega_m t + \Delta_2\omega \cos 2\,\omega_m t + \Delta_3\omega \cos 3\,\omega_m t,$$

în care :

$$\Delta_0\omega = \frac{a_2 U_m^2}{4},\quad \Delta_1\omega = a_1 U_m + \frac{3a_3 U_m^3}{4} \simeq a_1 U_m,$$

$$\Delta_2\omega = \frac{a_2 U_m^2}{2},\quad \Delta_3\omega = \frac{a_3 U_m^2}{4}, \qquad (24a)$$

de unde se deduc factorii de distorsiune :

$$d_2 = \frac{\Delta_2\omega}{\Delta_1\omega} = \frac{a_2 \Delta_1\omega}{2\,a_1^2}; \qquad (24b)$$

$$d_3 = \frac{\Delta_3\omega}{\Delta_1\omega} = \frac{a_3 (\Delta_1\omega)^2}{4\,a_1^3}; \qquad (24c)$$

$$\Delta_0\omega = \Delta_2\omega = d_2 \Delta_1\omega. \qquad (24d)$$

Factorii de distorsiune sînt independenți de ω_m deoarece regimul a fost presupus cvazistaționar.

Alegînd punctul mediu de lucru în punctul de inflexiune al caracteristicii de modulație, d_3 și $\Delta_0\omega$ se anulează.

Dacă caracteristica de modulație este simetrică față de punctul mediu de lucru, armonicele pare dispar, ceea ce constituie un important avantaj. Acesta este aproximativ cazul la modulatorii în contratimp în montaj echilibrat.

Se va calcula factorul de distorsiune pentru diferite scheme de modulator.

Cazul modulatorului care se comportă ca o capacitate. Acesta este de exemplu cazul arătat în figura 4. Utilizînd formula (16a) se deduce :

$$\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\, s_1 U_m; \qquad (25a)$$

$$d_2 = \left[\frac{3}{4} - \frac{s_2}{s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}\right]\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}; \qquad (25b)$$

$$d_3 = \left[\frac{5}{8} - \frac{3}{2}\,\frac{s_2}{s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} + \frac{s_3}{s_1^3\left(p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)^2}\right]\left(\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\right)^2. \qquad (25c)$$

Cazul modulatorului care se comportă ca o inductivitate. Acesta este de exemplu cazul din fig. 5. Utilizînd formula (16b) se deduce :

$$\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = \frac{1}{2} p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\, s_1 U_m; \qquad (26a)$$

$$d_2 = \left[-\frac{1}{4} + \frac{s_2}{s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}\right]\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}; \qquad (26b)$$

$$d_3 = \left[\frac{1}{8} - \frac{1}{2}\,\frac{s_2}{s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} + \frac{1}{2}\,\frac{s_3}{s_1^3\left(p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)^2}\right]\left(\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\right)^2. \qquad (26c)$$

Cazul modulatorilor în contratimp. În cazul modulatorilor în contratimp, pentru a se asigura o bună stabilitate a frecvenței de centru trebuie îndeplinite următoarele condiții.

Modulii factorilor de transfer corespunzători celor două etaje trebuie să fie egali, $K_{10} = K_{20} = K_0$.

Argumentele celor doi factori de transfer trebuie să fie egali și de semne contrarii, (ca în fig. 7) sau să difere cu 180° (ca în fig. 6), pentru ca reactanțele respective să fie de semne contrarii.

Tuburile trebuie să aibă caracteristicile cît mai apropiate.

În aceste condiții, variațiile susceptanțelor corespunzătoare celor două etaje, la o variație δS a pantei în punctul mediu de funcționare (presupusă aceeași pentru cele două etaje) datorită modificării tensiunilor de alimentare, se compensează.

Presupunînd că semnalele de modulație care se aplică celor două etaje sînt respectiv αu_m și $-\beta u_m$ (fig. 6), relațiile între pantele S_1, S_2 și u_m pot fi scrise :

$$S_1 = S_0 + \alpha s_1 u_m + \alpha^2 s_2 u_m^2 + \alpha^3 s_3 u_m^3 + \ldots \qquad (27a)$$

$$S_2 = S_0 - \beta s_1 u_m + \beta^2 s_2 u_m^2 - \beta^3 s_3 u_m^3 + \ldots \qquad (27b)$$

În cazul modulatorului în contratimp de primul tip cele două etaje introduc două inductivități (sau două capacități) de semne contrarii.

În acest caz factorii de distorsiune sînt dați de formulele (26) (în care se înlocuiește s_1, s_2, s_3 respectiv prin $(\alpha + \beta)s_1$, $(\alpha^2 - \beta^2)s_2$, $(\alpha^3 + \beta^3)s_3$, și se obține ;

$$\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{L_0}}\,(\alpha + \beta)\, s_1 U_m; \qquad (28a)$$

$$d_2 = \left[-\frac{1}{4} + \frac{(\alpha - \beta)s_2}{(\alpha + \beta)s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}\right]\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}; \qquad (28b)$$

$$d_3 = \left[\frac{1}{8} - \frac{1}{2}\,\frac{(\alpha - \beta)s_2}{(\alpha + \beta)s_1^2 p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} + \frac{1}{2}\,\frac{(\alpha^3 + \beta^3)s_3}{(\alpha + \beta)^3 s_1^3\left(p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)^2}\right]\left(\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\right)^2 \qquad (28c)$$

Dacă modulatorul este echilibrat avem $\alpha=1$, $\beta = 1$ și termenii expresiilor factorilor de distorsiune care conțin coeficienții s de ordin par se anulează rezultînd distorsiuni mult mai mici decît în cazul modulatorului neechilibrat. În aceste condiții d_2 are o valoare redusă.

În cazul modulatorului în contratimp de tipul al doilea în care primul etaj (α) introduce o inductivitate, iar al doilea etaj (β) introduce o capacitate se găsește ;

$$\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,(\alpha+\beta)\,s_1\,U_m\,; \qquad (29a)$$

$$d_2 = \left[-\frac{1}{4}\,\frac{\alpha-3\beta}{\alpha+\beta} + \frac{(\alpha-\beta)s_2}{(\alpha+\beta)s_1^2\,p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}\right]\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\,; \qquad (29b)$$

$$d_3 = \left[\frac{1}{8}\,\frac{\alpha^3+5\beta^3+3\alpha\beta^2-\beta\alpha^2}{(\alpha+\beta)^3} + \frac{1}{2}\,\frac{(-3\beta^3-\alpha^3-\alpha\beta^2+\beta\alpha^2)s_2}{(\alpha+\beta)^3 s_1^2\,p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} + \frac{1}{2}\,\frac{(\alpha^3+2\beta^3)s_3}{(\alpha+\beta)^3 s_1^3\left(p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)^2}\right]\left(\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\right)^2. \qquad (29c)$$

Dacă modulatorul este echilibrat $\alpha = \beta$ și expresiile (29) devin :

$$\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = 2\,p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,s_1U_m, \qquad (30a)$$

$$d_2 = \frac{1}{4}\,\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}, \qquad (30b)$$

$$d_3 = \left[\frac{1}{8} - \frac{1}{4}\,\frac{s_2}{s_1^2\,p^2\,K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} + \frac{3}{16}\,\frac{s_3}{s_1^3\left(p^2\,K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)^2}\right]\left(\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}\right)^2. \qquad (30c)$$

Factorii de distorsiune corespunzători armonicelor pare au valori reduse ; factorul de distorsiune corespunzător armonicii de ordinul doi ar putea fi adus la zero, atît în cazul acesta, cît și în cel precedent printr-o ușoară dezechilibrare a sistemului.

În realitate nici echilibrarea nici compensarea perfectă nu pot fi menținute în timp din cauza variației parametrilor tuburilor, așa că într-un calcul mai precis va trebui să se aprecieze valoarea maximă pe care o poate lua factorul $(\alpha - \beta)\,s_2$.

Analizînd formulele (25), (26), (28), (30), rezultă că, pentru un raport dat $\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}$, factorii de distorsiune depind de factorii $\frac{s_2}{s_1}$, $\frac{s_3}{s_1}$ și $1/s_1\,p^2\,K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$. Atunci cînd acești factori sînt mici, factorii de distorsiune depind numai de raportul $\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}$ (pentru o anumită schemă) [4].

În general însă, factorii de distorsiune sînt determinați de termenii ce conțin coeficienții s_2, s_3, care caracterizează neliniaritatea curbei pantei în funcție de tensiunea de modulație.

Pentru un raport dat $\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}$, efectul neliniarității pantei în funcție de tensiunea de modulație, se mărește o dată cu factorul $1/s_1^2\,p^2\,K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ deoarece pentru a se obține același $\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0}$, trebuie mărită tensiunea de modulație.

Distorsiunile pot fi reduse micșorînd factorii $\frac{s_2}{s_1}$, $\frac{s_3}{s_1}$ și $\frac{1}{s_1}$ care depind de tub sau mărind factorul $p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$, care depinde de circuite. Mărirea factorilor pK_0 și $\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ peste anumită limită este însă dezavantajoasă din punct de vedere al stabilității și din cauză că începe să devină important efectul conductanței introduse de modulator, a cărei variație cu semnalul de modulație introduce o modulație parazită de frecvență și de amplitudine.

Se observă că din punct de vedere al distorsiunilor cel mai avantajos este sistemul în contratimp echilibrat, de primul tip.

Pentru calculul distorsiunilor este necesar să se cunoască parametrii s_1, s_2, s_3 ; ei pot fi determinați din curba pantei s în funcție de tensiune, ridicată experimental sau prin măsurarea fundamentalei și a armonicelor curentului anodic, atunci cînd la grila tubului se aplică o tensiune sinusoidală (a se vedea formulele 24a). Se va lua ca exemplu cazul unui modulator în contratimp echilibrat de tipul al doilea cu tubul 6J4 ; în punctul de lucru definit prin $E_g = -2$ V, $E_a = 300$ V, s-a găsit :

$$s_1 = 8\times10^{-3}\,\frac{A}{V^2}\,;\quad s_2 = 1{,}4\times10^{-3}\,\frac{A}{V^3}\,;$$

$$s_3 = -6\times10^{-3}\,\frac{A}{V^4}.$$

Presupunînd $\frac{\Delta_1\omega}{\omega_0} = \frac{1}{1\,400}$; $p = \frac{1}{4}$; $K_0 = \frac{1}{30}$; $C_0 = 160$ p F, $\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 200\ \Omega$; $f_0 = 5$ MHz și folosind formulele (30) rezultă :

$$U_m = 0{,}17\ \text{V}\,;\ d_2 = 0{,}18\%\,;\ d_3 = 0{,}66\%.$$

În general în condițiile aplicațiilor curente în radiocomunicații raportul $\frac{\Delta_1 \omega}{\omega_0}$ este mic și factorii de distorsiune pot fi menținuți la valori reduse.

4. STABILITATEA FRECVENȚEI DE CENTRU

O problemă importantă la emițătorii modulați în frecvență este aceea a stabilității frecvenței de centru; de exemplu la emițătorii pentru radiodifuziune variația relativă a frecvenței de centru nu trebuie să fie mai mare decît $2 \cdot 10^{-5}$.

Instabilitatea este provocată pe de o parte de factorii proprii ai oscilatorului și, pe de altă parte, de factorii care depind de tubul de reactanță.

Principalele cauze de instabilitate la oscilator sînt: variația tensiunilor de alimentare ale oscilatorului, variația cu temperatura a constantelor circuitelor care determină frecvența, variația acestor constante sub influența acțiunilor mecanice. Aceste cauze de instabilitate a frecvenței oscilatorilor sînt analizate pe larg în numeroasele lucrări de specialitate și nu ne vom ocupa aici de ele.

În ceea ce privește tubul de reactanță, orice variație a parametrilor de care depinde reactanța face să se modifice și frecvența de centru a oscilatorului.

Ca și în cazul oscilatorului, principalele cauze de instabilitate sînt: acțiunile mecanice, variația cu temperatura a constantelor circuitelor, variația tensiunilor de alimentare.

Instabilitatea mecanică se evită printr-o construcție cît mai rigidă și prin invariabilitatea parametrilor la șocuri și la vibrații.

Stabilitatea termică se asigură folosind rezistențe, condensatoare, bobine cu un coeficient de temperatură cît mai ridicat și evitîndu-se o încălzire prea mare a acestor piese.

Instabilitatea la variații ale tensiunii de alimentare are următoarele cauze:

a) variația capacităților între electrozi, cu tensiunea de alimentare, atît la tubul oscilator cît și la tubul de reactanță;

b) variația reactanței echivalente introduse de tubul de reactanță, datorită modificării pantei tubului de reactanță în punctul mediu de funcționare.

Panta se modifică cu tensiunea de alimentare din următoarele motive:

Variația tensiunilor de alimentare ale anodei, ecranului și a tensiunii de negativare a grilei tubului de reactanță modifică panta S_0 în punctul mediu de funcționare; efectul cel mai important îl are variația tensiunilor de negativare și de ecran.

Variația tensiunii de alimentare a oscilatorului face să varieze tensiunea de înaltă frecvență la grila tubului de reactanță și în același timp și panta dinamică medie.

c) Stabilitatea oscilatorului este înrăutățită de micșorarea factorului de calitate Q al circuitului oscilant datorită conductanței introdusă de tubul de reactanță.

O altă cauză de instabilitate o constituie variația frecvenței de centru datorită distorsiunilor de ordin par.

Instabilitatea datorită variației tensiunii de alimentare poate fi micșorată în următoarele moduri: prin stabilizarea tensiunii de alimentare, prin dimensionarea corespunzătoare a circuitelor și prin adoptarea unor montaje care să asigure o bună stabilitate de frecvență.

În general, în cazul circuitelor simple, cu un singur tub de reactanță, mijloacele care reduc efectul variației tensiunii de alimentare reduc în același timp și eficacitatea modulatorului. În cazul sistemelor cu două tuburi de reactanță în contratimp, în montaj echilibrat se poate însă compensa efectul variației tensiunii rețelei fără a se micșora eficacitatea modulatorului.

Se poate calcula variația frecvenței de centru δf datorită modificării capacităților tuburilor și a pantei tubului de reactanță în punctul mediu de funcționare, utilizînd aceeași metodă ca și cea folosită pentru deducerea variației de frecvență.

La un oscilator modulat în frecvență, notînd:

δf — variația frecvenței de centru;

δC — variația capacității tubului de reactanță, conectat la o porțiune de reactanță $p\omega_0 L_0$ a circuitului;

$\delta C'$ — variația capacităților tubului oscilator, raportată la întreg circuitul oscilant (în paralel cu capacitatea C_0 a circuitului oscilant);

δS — variația pantei, în punctul mediu de lucru, datorită modificării tensiunii de alimentare;

ΔS — variația pantei datorite modulației, se găsește în cazul unui singur tub de reactanță

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{p^2}{2} \frac{\delta C}{C_0} + \frac{1}{2} \frac{\delta C'}{C_0} + \frac{1}{2} p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\, \delta S. \quad (31)$$

Ținînd seamă de expresia (18) a deviației de frecvență utile Δf, rezultă:

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{p^2}{2} \frac{\delta C}{C_0} + \frac{1}{2} \frac{\delta C'}{C_0} + \frac{\delta f}{f_0} \frac{\delta S}{\Delta S}. \quad (32)$$

În cazul a două tuburi de reactanță în contratimp în montaj echilibrat, notînd:

δS_1, δS_2 — variațiile pantelor celor două tuburi de reactanță, datorite modificării tensiunii de alimentare;

ΔS_1, ΔS_2 — variațiile pantelor tuburilor de reactanță, datorite modulației (ΔS_1 și ΔS_2 au semne contrarii), rămîn valabile aceleași formule (31) și (32), dacă se ia:

$$\Delta S = \Delta S_2 - \Delta S_1 \text{ și } \delta S = \delta S_2 - \delta S_1. \quad (33)$$

Din analizarea formulelor (31) și (32) se poate trage concluzia că pentru a avea o stabilitate cît mai ridicată $\left(\frac{\delta f}{f_0}\right.$ cît mai mic$\left.\right)$ este necesar să fie îndeplinite următoarele condiții :

1) δS cît mai mic, ceea ce înseamnă o stabilizare cît mai bună a tensiunilor de alimentare și adoptarea unor montaje în contratimp, echilibrate (deoarece în acest caz $\delta S = \delta S_2 - \delta S_1 = 0$).

2) δC și $\delta C'$ cît mai mici.

3) ΔS cît mai mare, ceea ce necesită o liniaritate cît mai bună a pantei în funcție de tensiunea de modulație și în același timp o tensiune de modulație mare. Din formula (32) rezultă că de fapt trebuie mărit raportul $\Delta S / \delta S$. Rezultă de aici că obținerea unei stabilități bune este în contradicție cu obținerea unor distorsiuni mici.

4) C_0 cît mai mare și p cît mai mic, ceea ce înseamnă un cuplaj slab între circuitul oscilant și tuburile modulatorului și oscilatorului.

5) Ultimul termen din expresia (32) este proporțional cu

$$\chi = p^2 K_0 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{p^2}{\omega_0} \frac{K_0}{C_0}, \qquad (34)$$

de care depind factorii de distorsiune.

În cazul unui modulator cu o anumită schemă și anumite tuburi, pentru ca factorii de distorsiune să nu întreacă o valoare dată, trebuie ca factorul χ să fie mai mare decît o valoare determinată.

Dacă se mărește C_0 și se micșorează p rezultă că în schimb trebuie mărit raportul $\frac{K_0}{\omega_0}$. Se poate micșora ω_0 și mări K_0; ambele mijloace sînt curent folosite.

Micșorînd pe ω_0 este necesar un număr de etaje de multiplicare a frecvenței cu atît mai mare cu cît ω_0 este mai mic.

Mărind pe K_0, în același timp conductanța introdusă de tubul de reactanță crește. Aceasta face să scadă factorul de calitate al circuitului oscilant și să apară o modulație parazită de frecvență și de amplitudine.

Rezultă că este util să se cunoască relația dintre factorii de distorsiune d_2, d_3 și factorul χ. Pentru anumită schemă, cunoscînd parametrii s_1, s_2, s_3, cu ajutorul formulelor (25), (26), (28), (29), se pot trasa curbele mărimilor $d_2 / \frac{\Delta_1 \omega}{\omega_0}$ și $d_3 / \left(\frac{\Delta_1 \omega}{\omega_0}\right)^2$, în funcție de $\frac{1}{\chi}$. Fiind date valorile maxime admise pentru d_2 și d_3 rezultă valoarea minimă a factorului χ și deci contribuția respectivă în valoarea factorului de stabilitate.

Cu ajutorul relației (32) se poate determina variația maximă a frecvenței de centru, atunci cînd se poate aprecia valoarea mărimilor δC, $\delta C'$ și δS.

Se observă că în cazul sistemelor în contratimp echilibrate mărimea $\delta S = \delta S_1 - \delta S_2$ nu este nulă în realitate, din cauză că nu este posibil de a se menține o echilibrare perfectă în timp, chiar dacă la început sistemul a fost corect reglat.

O stabilitate comparabilă cu a oscilatorului cu cristal se poate obține utilizînd un sistem de control automat al frecvenței de centru a oscilatorului. Notînd cu δf variația frecvenței de centru a oscilatorului fără control automat și cu $\delta' f$ variația frecvenței de centru a oscilatorului cu control automat de frecvență, avem relația [1] :

$$\frac{\delta' f}{f_0} = \frac{1}{1+K} \frac{\delta f}{f_0} \qquad (35)$$

în care $1 + K$ este coeficientul de reglaj al sistemului de control automat al frecvenței.

Rezultă de aici că stabilitatea se poate îmbunătăți considerabil luînd un coeficient de reglaj suficient de mare, dar ea depinde în primul rînd de stabilitatea frecvenței de centru a oscilatorului fără control automat, al cărui calcul a fost arătat mai sus.

Ca exemplu, se va calcula variația relativă a frecvenței de centru pentru un modulator în contratimp avînd datele din exemplul precedent.

Se presupune : $\delta C = 0{,}8$ pF, $\delta C' = 0{,}1$ pF și valoarea maximă a diferenței $\delta S = \delta S_1 = \delta S_2$ (datorită dezechilibrului sistemului) $= 0{,}2$ mA/V.

Se presupune de asemenea că coeficientul de reglaj al sistemului de control automat al frecvenței este $1 + K = 50$.

Rezultă

$$\frac{\delta f}{f_0} = (1{,}56 + 3{,}12 + 4{,}16)\, 10^{-4} = 8{,}84 \times 10^{-4}$$

și

$$\frac{\delta' f}{f_0} = \frac{1}{S_0} \frac{\delta f}{f_0} \simeq 1{,}8 \times 10^{-5}.$$

Se observă că în general cei trei termeni din expresia (32) sînt deopotrivă de importanți. De altfel dimensionarea tuburilor de reactanță trebuie astfel făcută încît cei trei termeni să fie aproximativ egali.

Se poate afirma că obținerea unei stabilități de frecvență ridicate rămîne una din problemele dificile la producerea modulației de frecvență cu ajutorul tuburilor de reactanță.

5. EFECTUL VARIAȚIEI CONDUCTANȚEI TUBULUI DE REACTANȚĂ CU SEMNALUL DE MODULAȚIE

Așa cum rezultă din formula (2), tubul de reactanță introduce pe lîngă o reactanță variabilă și o conductanță variabilă cu semnalul de modulație. În primul rînd trebuie spus că datorită conductanței introdusă de tubul de reac-

tanță Q-ul echivalent al circuitului oscilant al oscilatorului se micșorează, ceea ce are un efect defavorabil asupra stabilității frecvenței de centru a oscilatorului.

Din cauza variației conductanței cu semnalul de modulație rezultă în același timp o modulație parazită de frecvență și o modulație parazită de amplitudine. Modulația parazită de frecvență poate introduce distorsiuni suplimentare, față de cele calculate în paragraful precedent.

Modulația de amplitudine parazită care ia naștere în modulator încarcă inutil etajele de putere ale emițătorului și este o cauză de distorsiuni suplimentare la trecerea oscilatorului prin circuitele emițătorului și ale receptorului.

Cînd gradul modulației parazite de amplitudine este mic, aceste efecte sînt de mică importanță, totuși ele micșorează calitatea transmisiunii.

Modulația de amplitudine parazită poate fi eliminată cu ajutorul unui etaj, sau al mai multor etaje limitatoare după oscilator; în general însă se caută să se evite producerea ei în modulator. Modulația parazită de amplitudine și de frecvență se poate reduce prin alegerea unui factor $p^2K_0\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ suficient de mic, prin utilizarea unor montaje echilibrate, prin utilizarea unor circuite avînd unghiul ψ cît mai apropiat de $\pm\frac{\pi}{2}$.

În montajele în contratimp echilibrate, de primul tip, se realizează o compensare a conductanței pozitive datorită unui etaj cu conductanța negativă datorită celuilalt etaj, dar prezența unei conductanțe negative poate fi o cauză de instabilitate (care se poate elimina printr-o alegere judicioasă a circuitului de reacție). În montajele în contratimp de tipul al doilea se realizează o conductanță totală aproximativ constantă în timpul modulației.

Efectele conductanței introduse de tubul de reactanță sînt cu atît mai mici cu cît Q-ul echivalent al circuitului oscilant, corespunzător acestei conductanțe, care are expresia:

$$\frac{1}{Q'}=\frac{1}{p^2R_{pe}}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \tag{36}$$

este mai mare decît factorul de calitate propriu al circuitului oscilant dat de relația

$$\frac{1}{Q_0}=\frac{1}{R_0}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \tag{37}$$

În aceste relații s-a notat cu R_{pe} rezistența echivalentă paralel introdusă de tubul de reactanță și cu R_0 rezistența proprie paralel a circuitului oscilant.

Pentru a avea o modulație parazită de frecvență și de amplitudine cît mai redusă este necesar deci să fie satisfăcută condiția

$$Q' \gg Q_0.$$

6. CONCLUZII

Formulele cu caracter general stabilite pentru factorii de distorsiune și pentru variația relativă a frecvenței de centru sînt utile atît pentru precizarea efectului diferiților factori, cît și pentru calculul modulatorilor cu tuburi de reactanță și în general a sistemelor care se comportă ca o reactanță variabilă.

Pentru calculul modulatorului, în general se dă Δf_g, f_{g0}, factorii de distorsiune admiși și factorul de stabilitate cerut. Se presupune că se cunosc parametrii s_1, s_2, s_3 care caracterizează curba pantei în funcție de tensiunea de modulație și că pot fi apreciate variațiile δC și $\delta C'$ ale capacităților tuburilor și variația δS a pantei.

Se admite un anumit coeficient de reglaj al sistemului de control automat al frecvenței și din relația (35) se deduce $\frac{\delta f}{f_0}$.

Variația relativă a frecvenței de centru $\frac{\delta f}{f_0}$ este repartizată aproape în mod egal la cei trei termeni ai expresiei (31) și se deduc C_0, p și χ.

Se trasează curbele factorilor de distorsiune d_2, d_3 în funcție de $\frac{1}{\varkappa}$ și se verifică dacă pentru factorii de distorsiune admiși χ dedus din curbe rămîne sub valoarea dedusă din expresia (31).

Se observă că o reducere a factorului χ (pentru o îmbunătățire a stabilității) nu se poate face (pentru un anumit circuit și anumite tuburi) decît prin mărirea distorsiunilor.

Cunoscînd pe χ și raportul $\frac{p^2}{C_0}$ se poate determina raportul $\frac{K_0}{\omega_0}$. Frecvența ω_0 se ia egală cu un submultiplu al frecvenței de emisie ω_g și suficient de mică pentru ca oscilatorul să poată funcționa în condiții bune (cu toată valoarea mare a capacității C_0). Dacă rezultă o valoare prea mare pentru factorul K_0 trebuie realizat un modulator de tipul descris la paragraful 1; în acest caz, se poate obține cu ușurință un factor K_0 mare și un unghi ψ apropiat de $\pm 90°$.

În concluzie relațiile stabilite permit o analiză aprofundată a funcționării modulatorului cu tuburi de reactanță și un calcul judicios al elementelor lui.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cartianu, Gh. *Modulația de frecvență.* Editura Academiei R.P.R., 1958, & 4.3, & 4.9.

[2] Smirenin, B. A. *Manual de radiotehnică.* Editura Energetică de stat, traducere din limba rusă, 1953, p. 320

[3] Mortley, W. S. *Frequency-Modulated Quartz Oscillators for Broadcasting Equipement.* The Proceedings of Electrical Engineers, Part B, No.15, May 1957, p. 239—249.

[4] Satas, R. *Ein Verfahren zur Liniarisierung der Modulationskennlinien bei relativ grossen Frequenzhub.* A.E.U., July 1950, p. 255—258.

Prof. ing. NICOLAE MARINESCU, Ing. ENEEA BARBU,
Ing. DINU STRAULE, Ing. LIVIU IONESCU

Îmbunătățirea echivalentului de transmisie la aparatele telefonice construite în R.P.R.

CZ 621.395.64

Sub conducerea partidului, în domeniul telecomunicațiilor, ca de altfel în toate domeniile, au fost obținute realizări de o importanță deosebită.

Realizîndu-se sarcinile trasate de partid, în anii regimului nostru a fost practic înlăturată izolarea provinciilor, prin telefonizarea tuturor comunelor, iar prin introducerea semiautomatizării rurale serviciul telefonic este asigurat permanent la sate.

Prin automatizarea centralelor telefonice, calitatea serviciului se ridică la un nivel superior și se elimină munca grea a operatoarelor.

Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. prevăd sporirea capacității centralelor telefonice automate cu peste 100 000 linii introducîndu-se telefonia automată în 18...20 orașe cu activitate economică dezvoltată.

Mărirea numărului de abonați telefonici atrage după sine instalarea de posturi telefonice din ce în ce mai îndepărtate de centrală. La acești abonați se produce micșorarea nivelului la recepție, precum și a inteligibilității vorbirii. Problema inteligibilității se pune și în cazul legăturilor rurale și interurbane provocate de perturbațiile puternice ce apar.

Ca urmare, efectuarea convorbirilor telefonice devine cu totul nesatisfăcătoare, lucru ce impune alegerea unor soluții tehnice corespunzătoare.

Pentru îmbunătățirea calității convorbirilor, se folosesc diverse metode, printre care se pot aminti :

a) în localități : raionarea rețelei telefonice în orașele mari, utilizarea repetorilor cu rezistență negativă, folosirea cablurilor telefonice de diametre mai mari etc. ;

b) în mediul rural : folosirea pe scară din ce în ce mai mare a sistemelor de curenți purtători, a repetorilor locali, îmbunătățirea parametrilor primari și secundari ai liniilor de telecomunicații, verificarea schemelor de transpunere etc.

În prezenta lucrare, s-a urmărit realizarea unui dispozitiv care să îmbunătățească echivalentul de transmisie direct la aparatul telefonic, în cazul de față la aparatul de fabricație „Electromagnetica".

În parte pînă în prezent nu s-a căutat să se rezolve problema îmbunătățirii echivalentului direct la aparatele telefonice, din cauza greutăților de ordin tehnic care se iveau și care în prezent au fost înlăturate prin utilizarea tranzistoarelor (consum mic de energie electrică, tensiuni necesare mici, gabarit redus etc.)

Deoarece în mediul urban se folosesc aparate telefonice de tip BC, iar în mediul rural aparate telefonice de tip BL, s-au studiat și construit amplificatoare pentru ambele tipuri de aparate telefonice.

La elaborarea amplificatoarelor, s-au avut în vedere următoarele principii de bază :

— să fie cît mai simple ;

— să nu necesite o instalare complicată la abonat ;

— să fie stabile în funcționare ;

— să fie alimentate de la sursa centralei (la aparatele BC) sau la bateria locală (la aparatele BL) ;

— să prezinte un reglaj al audiției ;

— să nu aibă zgomot de fond ;

— la aparatele BC să se realizeze o astfel de schemă încît să se obțină o amplificare de cel puțin 1 Np, însă să se realizeze o corecție a amplificării funcție de frecvență, deoarece la distanțe relativ mici calitatea transmisiei depinde în special de curba de răspuns, ținînd seama și de calitățile electroacustice ale capsulei receptoare.

La aparatele BL să se realizeze o amplificare cît mai mare la frecvențele care asigură inteligibilitatea corespunzătoare în spectrul vocal. Aceasta deoarece, la distanțe mari, mascarea datorită zgomotului este factorul principal al scăderii inteligibilității.

Ca urmare a principiilor arătate mai sus, s-au realizat schemele amplificatorului pentru aparatul telefonic BC (fig. 1) și ale amplificatorului pentru aparatul telefonic BL (fig. 2).

În principiu, amplificatoarele nu diferă unul față de celălalt decît prin :

— modul de alimentare de la sursa de curent continuu. La aparatele BL puntea redresoare nu mai este necesară, deoarece la rozeta aparatului se indică polaritatea ;

— modul de conectare la aparatele telefonice, ca urmare a schemelor diferite ;

— caracteristica de atenuare în funcție de frecvență. La aparatul BC s-a introdus o corecție în banda de lucru a amplificatorului, pentru îmbunătățirea echivalentului de transmisie al aparatului telefonic, ținîndu-se seama și de caracteristica de frecvență a capsulei receptoare (capsula are o rezonanță foarte pronunțată în jurul frecvenței de 1 070 Hz).

Ambele amplificatoare au fost realizate cu același tip de tranzistor π—13, de construcție sovietică.

Amplificatoarele au un singur etaj de amplificare, folosindu-se montajul cu emiterul la masă.

S-a ales montajul cu emiterul la masă din următoarele considerente [1]:

— alimentarea tranzistorului în curent continuu se poate face și de la o singură baterie;

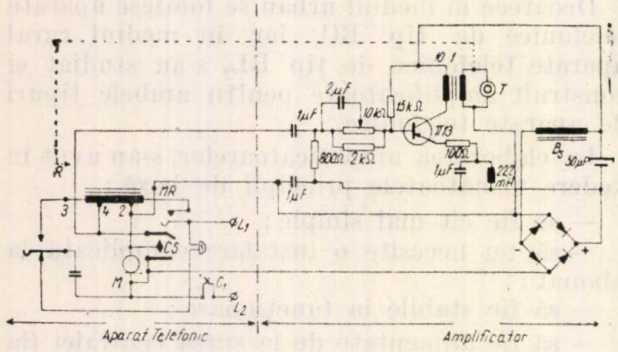


Fig. 1. Schema aparatului telefonic automat RS-T340 cu amplificator.

Legături pentru exterior. Bornele *2* și *4* se leagă la intrarea amplificatorului la punte și la transformatorul de ieșire. Borna (*M*) se leagă la puntea de alimentare. Borna (*R*) a receptorului se deconectează de la regletă și se leagă la secundarul transformatorului de ieșire.

— impedanța de intrare este de cîteva ori mai mare decît în montajul cu baza la masă;

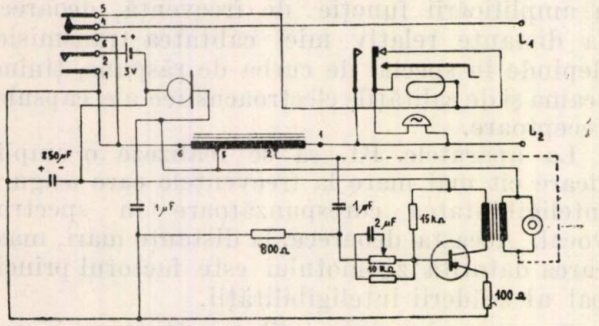


Fig. 2. Schema aparatului telefonic tip BL cu amplificator

— impedanța de ieșire este mică, însă prin folosirea transformatorului de ieșire, se poate alege astfel raportul de transformare, încît să avem sarcină optimă;

— se pot obține amplificări în putere în jur de 38...40 db.

CALCULUL AMPLIFICATORULUI

Conform celor arătate mai sus, o condiție importantă impusă a fost aceea ca amplificatorului să nu-i fie necesare alte surse separate

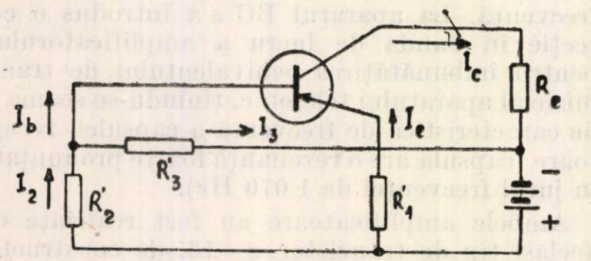


Fig. 3. Schema de polarizare a unui tranzistor de la o singură baterie.

de alimentare, decît cele ale aparatului telefonic.

Cu alte cuvinte, la aparatul telefonic automat, amplificatorul să fie alimentat de la bateria centralei, iar amplificatorul aparatului BL, de la sursa locală a postului respectiv.

Schema de polarizare a unui tranzistor de la o singură baterie, precum și notațiile folosite sînt arătate în figura 3.

Valorile rezistențelor se calculează după formulele [2]:

$$R'_1 = \frac{\alpha\,(E - R_e \cdot I_c - U_c)}{I_c - S \cdot I_{c0}};$$

$$R'_2 = \frac{S - 1}{\dfrac{(1 - S + \alpha S)\,(I_c - I_{c0})}{(E - U_c - R_e\,I_c)} - \dfrac{I_c - S I_{c0}}{E}};$$

$$R'_3 = \frac{E\,(S - 1)}{I_c - S \cdot I_{c0}},$$

în care:

$\alpha = \left(\dfrac{\partial I_c}{\partial I_e}\right)_{U_c}$ este constant în toată gama de lucru;

I_{c0} — curentul de colector la curent de emiter zero;

S — coeficientul de stabilitate; pentru o funcționare stabilă a schemei, valoarea numerică a coeficientului de stabilitate trebuie să fie cît mai mică;

R_e — rezistența în curent continuu pe care lucrează tranzistorul;

E — tensiunea bateriei;

U_c — tensiunea de colector;

I_c — curentul de colector.

În calcule s-au luat următoarele valori, ținîndu-se seamă că la ambele amplificatoare s-au folosit tranzistoare tip $\pi - 13$:

$\alpha = 0{,}92$;
$I_{c0} = 100\ \mu A$;
$S = 4$;
$E = 4\ V$;
$U_c = 3{,}2\ V$;
$I_c = 1{,}2\ mA$;

E, U_c și I_c au rezultat din măsurătorile făcute la aparatul telefonic automat și pe tranzistor:

$E = 3\ V$;
$U_c = 2\ V$;
$I_c = 1{,}2\ mA$.

Acestea au rezultat din măsurătorile efectuate la aparatul telefonic BL și pe tranzistor.

Deoarece diferențele de valori sînt minime (datorită fabricației), s-au luat pentru ambele amplificatoare aceleași valori, ale rezistențelor de polarizare în curent continuu și care diferă într-o mică măsură de cele ieșite prin calcul.

$R'_1 = 506\ \Omega$;
$R'_2 = 2\ k\Omega$;
$R'_3 = 15\ k\Omega$;

Mărimile caracteristice care intră la calculul unui amplificator cu emiterul la masă sînt :

— impedanța de intrare ;

— impedanța de ieșire ;

— amplificarea totală de putere (amplificarea în tensiune se poate determina, însă în cazul de față nu joacă un rol important).

La montajele cu tranzistoare variază mult impedanța de intrare, care la rîndul ei variază în funcție de temperatură, de tensiunea de alimentare etc.

Variația impedanței de intrare influențează de asemenea asupra regimului de funcționare al aparatului telefonic.

Folosirea unei reacții negative pe emiter mărește considerabil impedanța de intrare și ca urmare și variațiile ei sînt mai puțin sesizabile.

Rezistența de reacție, în plus, prezintă avantajul măririi stabilității regimului de funcționare, micșorează influența variației parametrilor tranzistorului, micșorează zgomotul introdus de amplificator etc.

Formulele de calcul al mărimilor caracteristice sînt următoarele :

— impedanța de intrare :

$$Z_i = \frac{r_h\, y_c + \mu\alpha + r_h\, y_e}{y_c + y_e\,(1-\alpha)} ;$$

— impedanța de ieșire :

$$Z_0 = \frac{r_h + Z_g\,(1-\alpha)}{r_h\, y_c + \mu\alpha + y_c\, Z_g} ;$$

— amplificarea totală de putere :

$$G_t = \left| \frac{4\cdot\alpha^2\cdot Z_g\cdot y_e}{\{r_h\,(y_c + y_e) + Z_g\,[y_c + y_e\,(1-\alpha)]^2\}} \right| ,$$

unde :

$r_h = h_{11}$; $\mu = h_{12}$;

$y_c = h_{22}$; $\alpha = h_{21}$;

Z_g — impedanța generatorului ;

$Z_e = \frac{1}{y_e}$ — impedanța de sarcină pe care lucrează generatorul.

Pentru tranzistorul $\pi - 13$ corespund valorile :

$h_{11} = 50\ \Omega$;

$h_{12} = 5\cdot 10^{-3}$;

$h_{21} = 0{,}92$;

$h_{22} = 3{,}3\cdot 10^{-6}$ mho.

Impedanța generatorului a fost luată de $Z_g = 800\ \Omega$.

Prin introducerea reacției negative, se modifică parametrul hibrid h_{11}, care devine :

$$h_{11}^0 = h_{11} + R_r .$$

S-a luat ca rezistență de reacție R_r valoarea de 110 Ω.

Cu aceste precizări, au rezultat valorile :

$Z_i = 900\ \Omega$ față de 1 800 Ω fără reacție ;

$Z_0 = 28{,}9$ kΩ, față de 14,8 kΩ fără reacție ;

$G_i = 660$ față de 1 870 fără reacție.

La calculul amplificării totale de putere s-a luat ca impedanță de sarcină $Z_c = 20\,000\ \Omega$. S-a luat această valoare deoarece din calcule a reieșit că este egală cu $Z_0 = 28{,}9$ kΩ.

Pentru distorsiuni cît mai mici trebuie ca raportul Z_0/Z_c să fie cuprins între 1 și 2.

Capsula receptoare de fabricație românească are în curent continuu o rezistență de circa 60 Ω, iar inductanța la frecvența de 1 500 Hz de circa 20 mH.

Rezultă că pentru a se obține, la această frecvență , o impedanță de sarcină de 20 kΩ, transformatorul de ieșire trebuie să aibă un raport de transformare egal cu 10.

Condensatoarele de 1 μF de la intrarea amplificatoarelor îndeplinesc următoarele roluri :

— să nu apară polarități greșite pe tranzistor ;

— la aparatul BL să nu se aplice tensiunea de apel la intrarea în receptor, cînd microreceptorul este ridicat de pe furcă ;

— joacă rolul unui corector al liniei abonatului la frecvențe joase, deoarece linia la aceste frecvențe prezintă atenuări mai mici.

PERFORMANȚELE OBȚINUTE

Măsurătorile au fost executate pentru amplificatorul arătat în figura 1, pe un aparat telefonic BC cu disc tip„ Electromagnetica", montat la centrala „Pas cu pas" tip „Siemens" din laboratorul de telefonie a I.P.B., iar pentru amplificatorul arătat în figura 2, pe un aparat BL, de asemenea de fabricație „Electromagnetica".

Măsurătorile au fost dificile din cauza problemelor, pe care le ridică astfel de măsurători, cum ar fi :

— cameră izolată acustic ;

— microfon etalon ;

— aparat pentru măsurat presiuni sonore ;

— ureche artificială etc.

Laboratorul de telefonie din I.P.B. nu posedă încă asemenea aparate.

Pentru a se putea executa măsurătorile necesare, au fost utilizate metode adecvate aparatelor de măsură existente în laborator.

Astfel, măsurarea caracteristicii de amplitudine în funcție de frecvență, ținînd seamă și de calitățile electroacustice ale capsulei, au fost executate cu un psofometru, folosind drept traductor acustic-electric un microfon electrodinamic de bandă largă (pînă la 10 kHz).

Pentru a se putea trage concluziile cele mai reale, toate măsurătorile au fost făcute pentru

aceleași aparate telefonice, echipate și neechipate cu amplificatoare.

1. Caracteristica de amplificare în funcție de frecvență s-a ridicat cu un generator cu im-

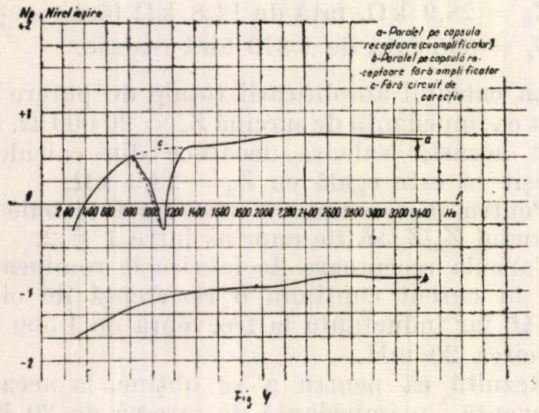


Fig. 4. Curba pentru amplificator BC.

pedanță internă de 600 Ω și cu nivelul de ieșire în linie constant și egal cu 0 Np (la aparatul BC) și — 22 Np (la aparatul BL).

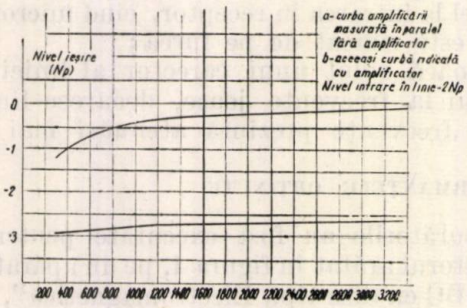
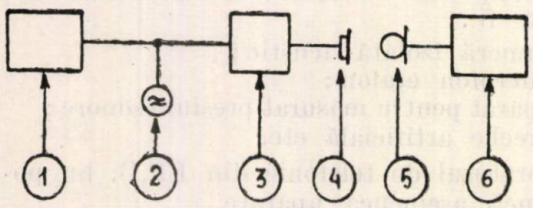


Fig. 5.

Generatorul a fost conectat în paralel pe cordonul din centrală la aparatul BC și în terminal la aparatul BL.

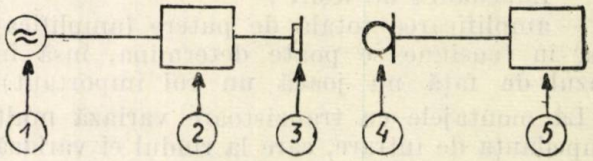


1. Aparat telefonic BC
2. Generator · R_i = 600 Ω , Nivel de ieșire = 0 Np
3. Aparat telefonic BL echipat cu amplificator
4. Capsulă receptoare
5. Microfon electrodinamic
6. Psofometru "Orion"

Fig. 6. Montaj folosit la aparatele telefonice BC.

Nivelurile de ieșire au fost măsurate cu un nepermetru conectat în paralel pe capsulele receptoare.

Curbele rezultate sînt arătate în figura 4 pentru amplificatorul BC și în figura 5 pentru amplificatorul aparatului BL.



1 Generator R_i = 600 Ω ; Nivel de ieșire = −2 Np,
2 Aparat telefonic BL echipat cu amplificator
3 Capsulă receptoare
4 Microfon electrodinamic
5 Psofometru "Orion"

Fig. 7. Montaj folosit la aparatele telefonice BL.

Creșterea amplificării cu frecvența se datorește sarcinii inductive a amplificatorului.

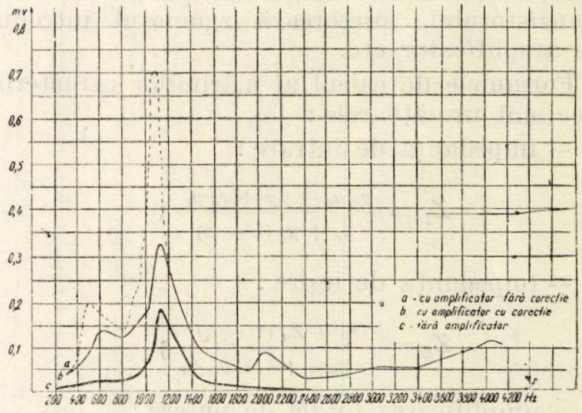


Fig. 8.

2. Caracteristica de amplificare în funcție de frecvență, luîndu-se în considerare și calitățile electroacustice ale capsulelor receptoare.

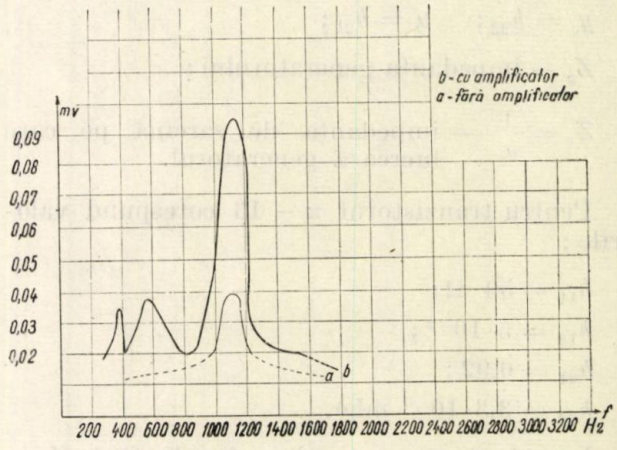


Fig. 9.

Această măsurătoare redă cel mai fidel ceea ce percepe urechea, de aceea se consideră că este cea mai semnificativă.

Montajele folosite sînt arătate în figurile 6 și 7.

Valorile măsurate la psofometru au fost tensiunile produse în microfon de receptorul telefonului.

Curbele rezultate sînt arătate în figura 8 pentru aparatul telefonic BL și în figura 9 pentru aparatul telefonic BL.

La aparatul telefonic BC se observă o aplatisare a curbei de răspuns, precum și o lărgire a spectrului de frecvență.

La aparatul BL s-a obținut o amplificare mai mare în întregul spectru, lucru care a fost și inițial propus.

La variații ale tensiunii de alimentare cu circa $\pm$ 20%, amplificatorul funcționează în condiții foarte bune. Această variație la aparatul BC se datorește modificării rezistenței buclei abonatului, cu lungimea de la centrală la abonat.

Ambele amplificatoare au fost realizate practic în laboratorul de telefonie al Institutului politehnic-București.

Folosindu-se elemente de dimensiuni mici, amplificatoarele pot fi introduse chiar în carcasa aparatelor telefonice.

Față de avantajele pe care le oferă, aparatele telefonice cu echivalent de transmisie îmbunătățit pot căpăta o largă întrebuințare în rețeaua publică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gherșron, E. V. și Nikolaevski, I. F. *Utilizarea tranzistoarelor în radio și televiziune.* Editura Tehnică.

[2] Shea, R. *Principles of transistor circuits.*

Ing. V. CĂTUNEANU, ing. I. ALEXIU,
ing. N. DANILIUC, ing. C. BĂLĂNESCU

Dispozitive de semnalizare cu semiconductoare pentru centrale telefonice automate de instituție*

CZ 621.395.34 : 621.395.72

Dispozitivele de semnalizare dintr-o centrală automată servesc pentru producerea tonurilor (de registru, de ocupat, de linie inexistentă și de revers apel), apelurilor (continuu și întrerupt) și semnalelor de temporizare (10, 20, 30, 60 s).

În prezent, în exploatare, se utilizează generatoare rotative și întrerupătoare mecanice lente, procurate din import.

Schema-bloc a ansamblului (fig. 1) se compune din :

— trei generatoare de ton ;
— un generator de apel ;
— circuit de programare ;
— circuit de temporizare.

Cele trei generatoare de ton sînt identice și funcționează în regim armonic și produc o putere de 0,2 W la frecvența de 450 Hz.

Generatorul de apel funcționează de asemenea în regim armonic și produce o putere de 10 W la frecvența de 25 Hz.

Circuitul de programare este destinat întreruperii tonurilor și apelurilor, în scopul definirii lor. Tonul de registru este întrerupt pentru a se deosebi de tonul de oraș.

Formele tensiunilor de ieșire, produse de generatoarele de ton și apeluri, sînt reprezentate în figura 1.

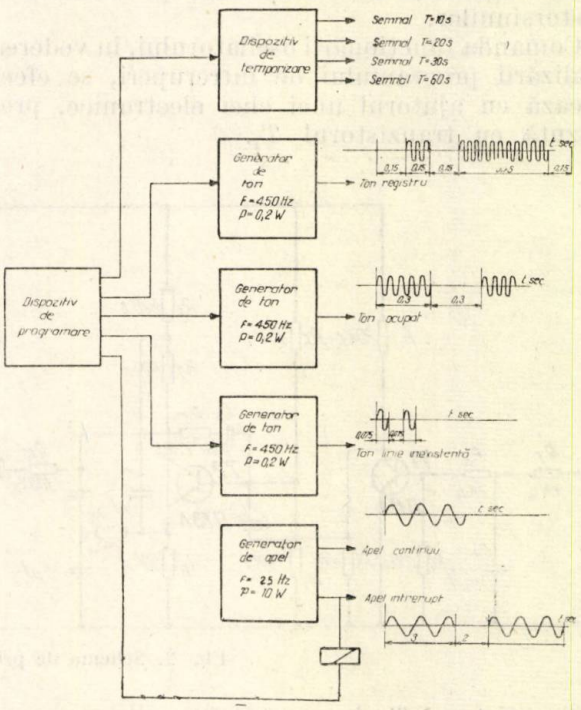


Fig. 1. Schema-bloc a dispozitivului de semnalizare cu semiconductoare.

Circuitul de temporizare, comandat de circuitul de programare, este destinat producerii unor semnale necesare serviciilor auxiliare din

* Comunicare la cea de-a II-a consfătuire pe țară „Semiconductorii și aplicațiile lor", 11—14 dec. 1961.

centrale (timpul de menținere a tonului de registru etc.).

Dispozitivul construit este destinat să funcționeze în interior, la variații de temperatură cuprinse între 5 și 35°C.

Tensiunea de alimentare este stabilizată, avînd variații admise de 1%.

1. GENERATORUL DE TON

La proiectarea generatorului de ton s-au pus două condiții :

— să debiteze o putere de 0,2 W ;

— să funcționeze ca generator de tensiune constantă.

Puterea de 0,2 W a fost impusă de numărul maxim de tonuri simultane de atenuarea de putere dintre centrală și abonat și de tensiunea minimă la bornele capsulei receptoare, pentru o audiție satisfăcătoare ; funcționarea ca generator de tensiune constantă a fost impusă de caracterul variabil al sarcinii în funcție de numărul tonurilor simultane.

Schema de principiu a generatorului de ton este reprezentată în figura 2.

Oscilatorul de tip RC, cu circuit dublu T, este prevăzut cu tranzistorul T_2 în montaj BC. O particularitate față de schema cunoscută din literatură [1] constă în introducerea unui circuit de corecție prin $R_{10}C_3$, pentru stabilizarea regimului de funcționare și reducere a distorsiunilor.

Comanda funcționării oscilatorului, în vederea realizării programului de întreruperi, se efectuează cu ajutorul unei chei electronice, prevăzută cu tranzistorul T_1.

La deschiderea tranzistorului T_1, condensatorul C_2 este pus la masă și astfel este îndeplinită condiția de oscilație (baza tranzistorului este conectată la masă pentru curent alternativ). În circuitul de intrare al cheii electronice este dispus circuitul de integrare R_1C_1, datorită căruia tranzistorul rămîne deschis pe toată durata seriei de impulsuri.

Pentru obținerea puterii necesare, ieșirea oscilatorului se conectează la etajele de amplificare.

La proiectarea etajelor de amplificare [2, 3] s-a urmărit :

— obținerea unei impedanțe de intrare ridicată, pentru a nu se influența funcționarea oscilatorului ;

— obținerea unei impedanțe de ieșire minimă, în vederea funcționării ca generator de tensiune constantă.

Pentru mărirea impedanței de intrare, s-au prevăzut montajele CC cu tranzistoarele T_3 și T_4. Pentru micșorarea impedanței de ieșire, etajul final este de tip CC și s-au adoptat reacții de tensiune în etajul prefinal prin circuitele C_{14}, R_{24}, R_{22} și C_{10}, R_{21}.

În scopul evitării cuplajelor parazite între generatoare, prin sursa comună de alimentare s-au prevăzut filtrele de decuplare R_{20}, C_{11} și R_{25}, C_{13}.

Caracteristicile generatorului de ton sînt următoarele :

— puterea utilă a generatorului este de minimum 0,2 W pe rezistența de sarcină de 15 Ω ;

— tensiunea de ieșire în gol depășește cu mai puțin de 20% tensiunea de ieșire pe sarcina de 15 Ω ;

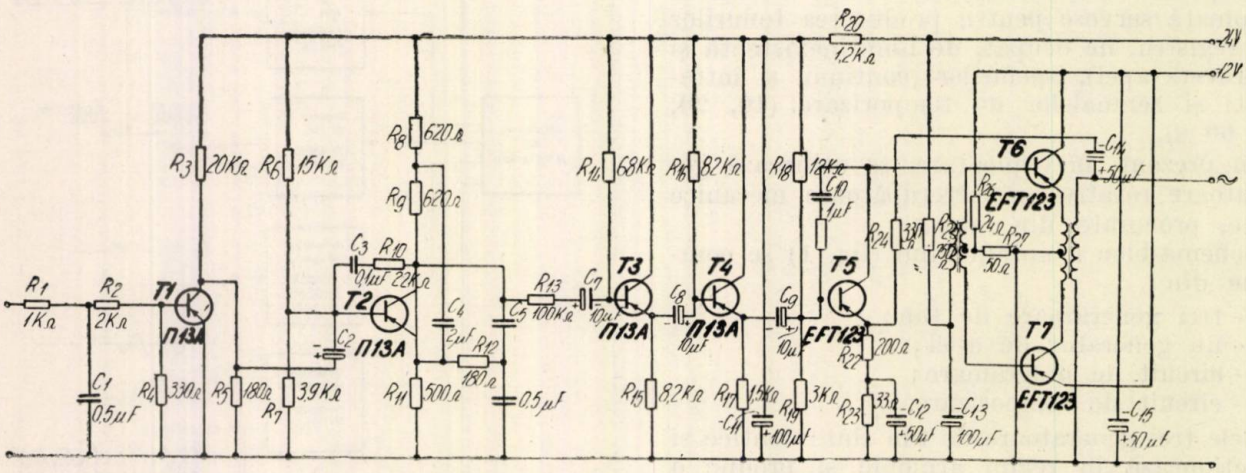


Fig. 2. Schema de principiu a generatorului de ton.

Tranzistorul T_1, în montaj EC, primește tensiunea de colector printr-un divizor de tensiune (R_3, R_5) și în lipsa semnalului aplicat la intrare, este blocat ; tranzistorul se deschide, la saturație, la comanda unui amplificator de impulsuri tip ferită-tranzistor (AFT) din circuitul de programare.

— factorul de distorsiuni este mai mic decît 7% în tot domeniul de variație a rezistenței de sarcină (15 Ω pînă la mersul în gol) ;

— randamentul este de 25%.

Măsurile au fost efectuate la temperatura mediului ambiant de 25°C. Încercarea la temperatură s-a făcut în termostat la 45°C și după

patru ore de funcționare la încărcarea maximă, puterea generatorului nu a scăzut sub valoarea de 0,2 W, iar factorul de distorsiune nu a depășit 12%.

2. GENERATORUL DE APEL

La proiectarea generatorului de apel s-au impus două condiții :

— să debiteze o putere de minimum 10 W ;

— să funcționeze ca generator de tensiune constantă.

Schema de principiu a generatorului de apel este reprezentată în figura 3.

— schemă în contratimp în etajul prefinal pentru micșorarea gabaritului transformatorului de cuplaj Tr_2 prin anularea premagnetizării de curent continuu ; pentru obținerea amplificării maxime etajul este de tip EC.

Pentru reducerea rezistenței de ieșire, s-au prevăzut suplimentar reacții negative de tensiune prin circuitele C_9, R_{17}, R_{12} și respectiv R_{19}, R_{21}.

Schema este prevăzută de asemenea cu filtre de decuplare pentru evitarea cuplajelor parazite.

Caracteristicile generatorului de apel sînt următoarele :

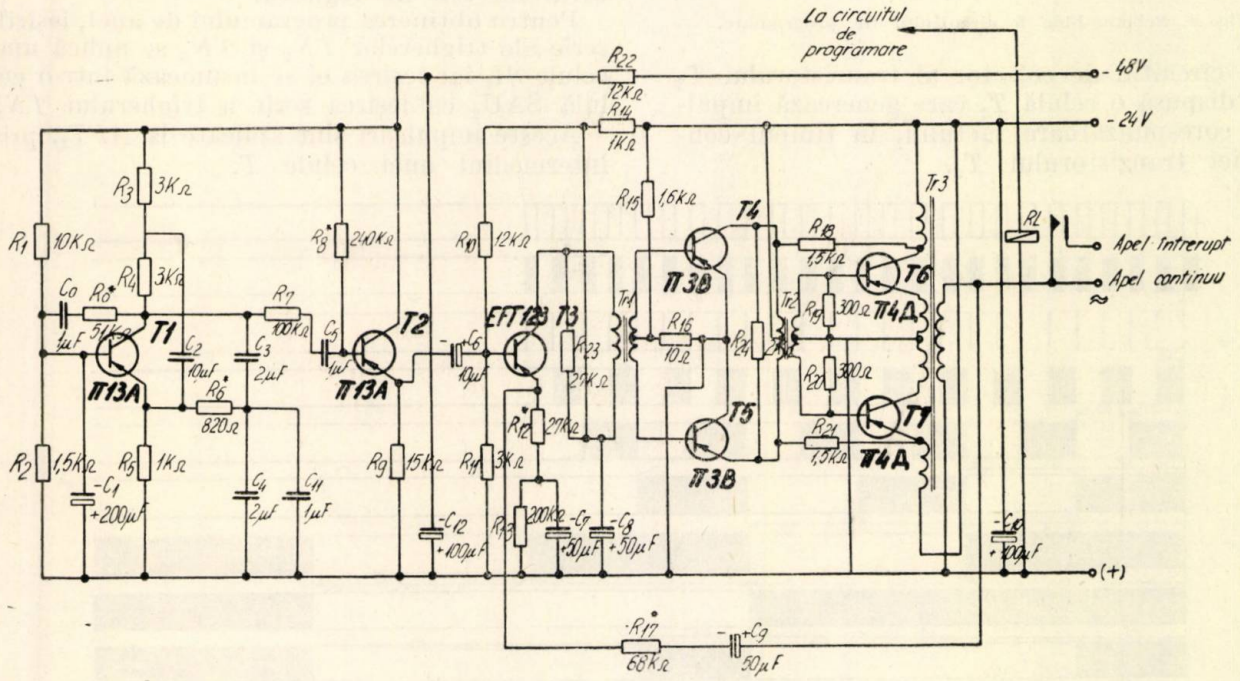


Fig. 3. Schema de principiu a generatorului de apel.

Oscilatorul, prevăzut cu tranzistorul T_1, este de asemenea de tip RC cu circuit dublu T. Deoarece generatorul trebuie să debiteze și apel continuu, programul întreruperilor se aplică la ieșire prin intermediul unui releu telefonic comandat de un amplificator ferită-tranzistor (AFT), din circuitul de programare.

La proiectarea amplificatorului s-a urmărit de asemenea obținerea unei impedanțe de intrare ridicată și funcționarea ca generator de tensiune constantă. O problemă relativ dificilă a constituit realizarea gabaritului minim pentru puterea de 10 W și frecvența de lucru coborîtă, 25 Hz.

Prin proiectarea și experimentarea mai multor variante, în special asupra etajelor final și prefinal, s-a ajuns la :

— schemă în contratimp în etajul final cu sarcina repartizată în emitor și colector, obținîndu-se astfel amplificare mare și rezistență de ieșire mică ;

— puterea utilă este minimum 10 W pe rezistența de sarcină de 300 Ω ;

— tensiunea de ieșire în gol depășește cu mai puțin de 50% tensiunea de ieșire pe sarcina de 300 Ω ;

— factorul de distorsiuni este mai mic decît 15%, în tot domeniul de variție a rezistenței de sarcină (300 Ω pînă la mersul în gol) ;

— randamentul este 35%.

3. CIRCUITUL DE PROGRAMARE

Circuitul de programare constă dintr-un generator de impulsuri cu tranzistoare, elemente de formare și divizoare de frecvență cu miezuri magnetice de comutație și elemente de amplificare tip ferită-tranzistor [4].

Schema-bloc a circuitului de programare este reprezentată în figura 4, iar diagrama de funcționare în figura 5.

Generatorul de impulsuri constă dintr-un multivibrator cu perioada 0,15 s, prevăzut cu tranzistoarele T_1, T_2 și un amplificator de impulsuri prevăzut cu tranzistorul T_3 (fig.6).

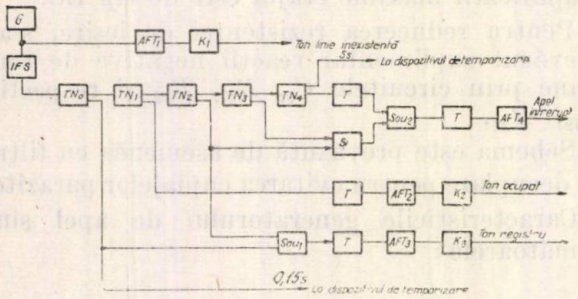


Fig. 4. Schema-bloc a circuitului de programare.

În circuitul de colector al tranzistorului T_3 este dispusă o celulă T, care generează impulsuri corespunzătoare tactului, în timpul conducției tranzistorului T_3.

sînt aplicate amplificatorului ferită-tranzistor AFT_2 prin intermediul unei celule T.

Impulsurile amplificate de AFT_2 comandă cheia electronică K_2, care programează funcționarea generatorului de ton ocupat.

Impulsurile pentru programarea tonului de registru se obțin de la o celulă SAU_1 la intrarea căreia se aplică ieșirile serie ale trigherelor TN_0 și TN_2.

Aceste impulsuri sînt aplicate amplificatorului ferită-tranzistor AFT_3, prin intermediul unei celule T.

Impulsurile amplificate de AFT_3 comandă cheia electronică K_3, care programează generatorul de ton de registru.

Pentru obținerea programului de apel, ieșirile serie ale trigherelor TN_2 și TN_3 se aplică unei celule ȘI, iar ieșirea ei se însumează într-o celulă SAU_2 cu ieșirea serie a trigherului TN_4.

Aceste impulsuri sînt aplicate la AFT_4, prin intermediul unei celule T.

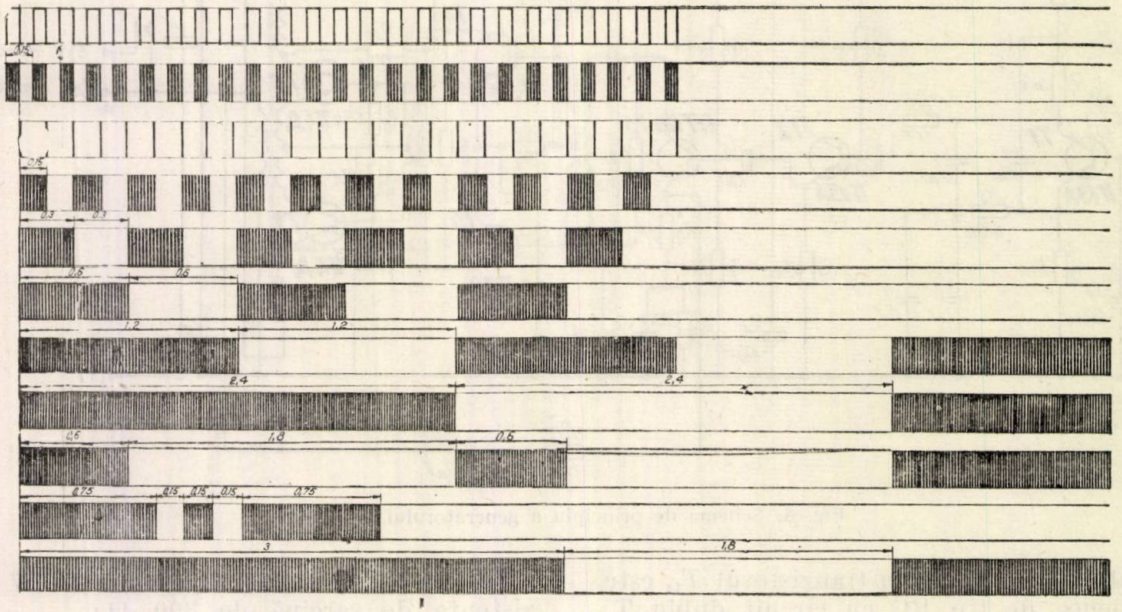


Fig. 5. Diagrama de funcționare a circuitului de programare.

Impulsurile de la ieșirea generatorului G sînt aplicate amplificatorului ferită-tranzistor AFT_1 (fig.4). Impulsurile amplificate de AFT_1 comandă cheia electronică K_1, care programează funcționarea generatorului de ton de linie inexistentă.

De asemenea, impulsurile de la ieșirea generatorului sînt aplicate înregistratorului frontspate *IFS*, care transmite doar ultimul impuls.

Impulsul singular obținut este aplicat unui lanț de cinci trigherе de numărare (TN_0, TN_1, TN_2, TN_3 și TN_4) conectați în cascadă, care realizează o divizare succesivă a impulsurilor de la intrare.

La ieșirea serie a trigherului de numărare TN_1 se obțin serii de impulsuri divizate cu 4, adică de durata 0,3 s. Aceste serii de impulsuri

Impulsurile amplificate de AFT_4 acționează un releu care comandă generatorul de apel la ieșire; astfel, generatorul de apel poate debita atît semnal continuu, cît și intrerupt.

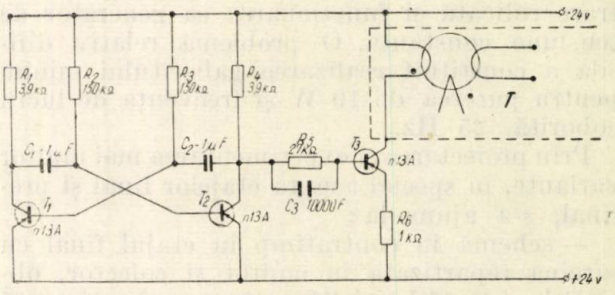


Fig. 6. Schema de principiu a generatorului de impulsuri.

4. CIRCUITUL DE TEMPORIZARE

Circuitul de temporizare este comandat de impulsuri singulare, avînd perioada de 5 s, produse în circuitul de programare. Circuitul de temporizare constă de asemenea din elemente de divizare a frecvenței cu miezuri magnetice de comutație și elemente de amplificare tip ferită-tranzistor pentru acționarea releelor electromagnetice din centrală.

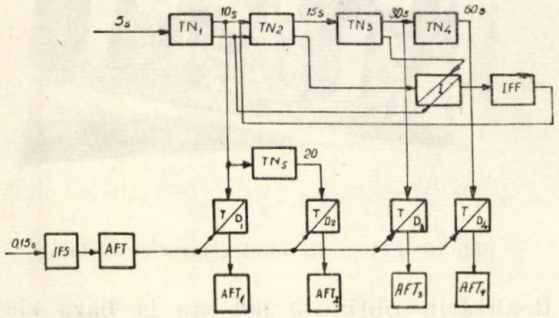


Fig. 7. Schema-bloc a circuitului de temporizare.

Schema-bloc a circuitului de temporizare este reprezentată în figura 7, iar diagrama de funcționare în figura 8.

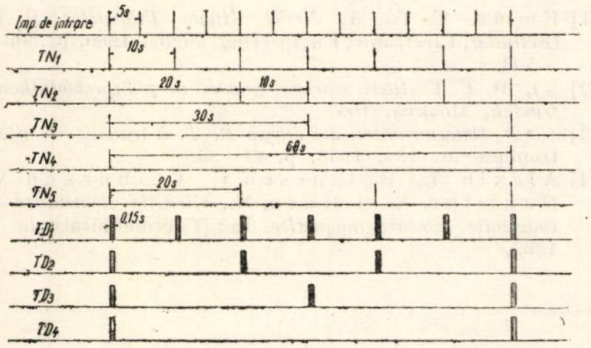


Fig. 8. Diagrama de funcționare a circuitului de temporizare.

Dacă numărătorul binar cu patru trighere de numărare (TN_1, TN_2, TN_3 și TN_4) ar fi conectat normal (fără reacție) atunci succesiunea stărilor acestor trighere ar fi cea arătată în tabela 1 și în acest caz, s-ar putea obține temporizările de 10, 20, 40 și respectiv 80 s.

Tabela 1

Funcționarea numărătorului binar cu patru trighere de numărare fără reacție

Nr. impulsului de intrare	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
TN_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
TN_2	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
TN_3	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
TN_4	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Pentru obținerea temporizărilor de 30 și 60 s la intrarea trigherului de numărare TN_2 se aplică un circuit de reacție compus dintr-o interdicție și un înregistrator front-față (*I* și *IFS*). La înfășurările de interdicție ale celulei I sînt aplicate impulsurile de la ieșirile serie ale trigherelor de numărare TN_1 și TN_3, iar la înfășurarea de intrare a aceleeași celule aplicate impulsurilor de la ieșirea serie a trigherului TN_2.

Astfel, la ieșirea circuitului de reacție apare un impuls, atunci cînd primele trei trighere de numărare se găsesc respectiv în stările 0, 1, 0, adică în tactul 6 (a se vedea tabela 2).

Tabela 2

Funcționarea numărătorului binar cu patru trighere de numărare cu reacție arătat în figura 7

Nr. impulsului de intrare	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
TN_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
TN_2	0	1	1	0	0	1	1—0	1	1	0	0	1	1—0	1
TN_3	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1
TN_4	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1

Aceasta determină reducerea perioadei de funcționare a trigherului TN_3 pe ieșirea singulară la 30 s în loc de 40 s și a trigherului TN_4 la 60 s în loc de 80 s.

Impulsurile de la ieșirile singulare ale trigherelor de numărare TN_1, TN_2, TN_3 și TN_4 sînt aplicate trigherelor dinamice TD_1, TD_2, TD_3 și TD_4, respectiv.

Astfel, se produce amorsarea acestor trighere dinamice; oprirea lor se realizează printr-un impuls de interdicție, furnizat de un înregistrator front-față (*IFF*) la a cărui intrare se aplică, de la dispozitivul de programare, serii de impulsuri de 0,15 s.

În acest fel, într-un interval de 0,15 s, amplificatoarele ferită-tranzistor (AFT_1, AFT_2, AFT_3 și AFT_4) primesc impulsuri care amplifică acționează relee telefonice. Prin aceasta, releele telefonice sînt acționate timp de 0,15 s, la intervalele de timp respective.

Constructiv, dispozitivul de programare cuprinde două unități:

— *Unitatea 1* este formată din opt blocuri constructive-funcționale, care constituie generatoarele și circuitul de programare.

Cotele de gabarit ale unității 1 sînt 635 × × 230 × 110, iar greutatea este 15 kg.

— *Unitatea 2* este formată din patru blocuri constructive, care constituie circuitul de programare.

Cotele de gabarit ale unității 2 sînt 180 × 230 × 110, iar greutatea este 2,5 kg.

În figura 10 se prezintă fotografia unui bloc constructiv, care reprezintă funcțional un generator de ton.

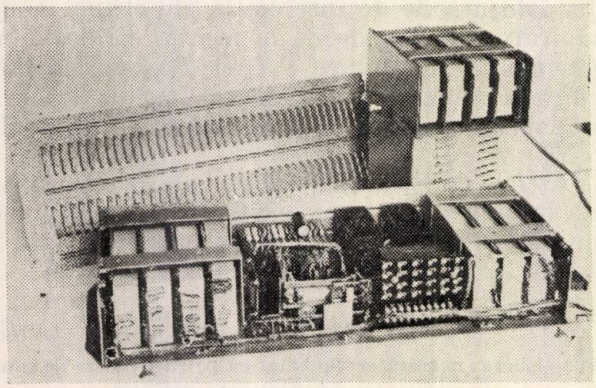


Fig. 9. Fotografia dispozitivului de semnalizare.

Celulele magnetice și generatoarele de ton sînt asamblate, folosind cablaj imprimat.

*

Dispozitivele de semnalizare realizate au fost încercate în timpul reglării unei centrale telefonice automate de instituție, aflată în curs de fabricație și urmează să fie încercate în condițiile de exploatare. Aceste dispozitive înlocuiesc cu succes mașinile rotative speciale, aduse din import, precum și întrerupătoarele lente din centralele existente. În schema centralei intervine și o simplificare prin înlăturarea unei bobine speciale, care crează greutăți fabricației.

Pe baza experienței căpătate cu ocazia elaborării acestui prim prototip, se poate trece la proiectarea și elaborarea de generatoare de ton și apel cu semiconductoare cu puteri mai mari, pentru centrale telefonice automate de mare capacitate.

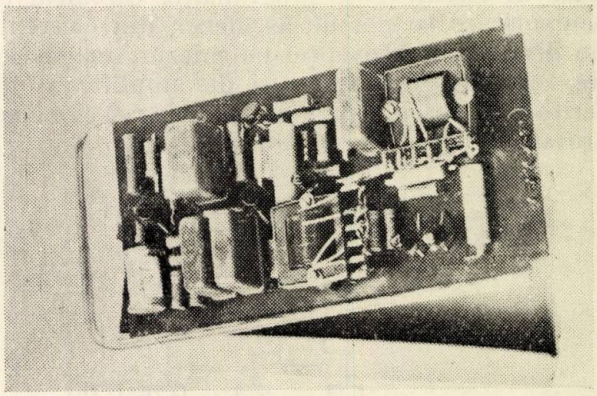


Fig. 10. Fotografia unui generator de ton.

Realizările obținute pot sta la baza elaborării dispozitivelor de semnalizare pentru centralele telefonice automate cu comenzi electronice și mai tîrziu pentru centralele telefonice automate complet electronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Emms, E. T., *A. Novel Singlę Transistor R. C. Oscillator*, Electronic, Engineering, august 1960, p. 506—508.

[2] Și, R. F. *Usiliteli zvucovoi ceastoti na poluprobodnikovîh triodah*, Moskva, 1957.

[3] * * * *Determination des étages B. T. à transistors.* Electronique nr. 134, 1958, p. 44—56.

[4] Alexiu I., Bălănescu C., Cătuneanu V., Daniliuc, N. și Rusu, N., *Circuite elementare de comutație miezuri magnetice.* În: Telecomunicații nr. 1, 1963.

Ing. D. STANOMIR

Contribuții la proiectarea difuzoarelor cu pîlnie

CZ 621.396.62

1. INTRODUCERE

Din analiza comportării difuzoarelor cu radiație directă se deduce că întreaga bandă audibilă necesară nu poate fi reprodusă cu un singur difuzor. Cauzele sînt:

a) Difuzoarele care redau bine frecvențele joase au o eficacitate de transmisie mică în domeniul frecvențelor înalte [1].

b) Transmiterea unei benzi de frecvență conduce la apariția unor importante distorsiuni (circa $10 \div 15\%$) datorită efectului Doppler-Fizeau [1].

c) Distribuția statică a puterii medii sonore în spectru nu este uniformă [2]. Valoarea medie a componentelor din spectrul mediu-înalt ($f > 1$ KHz) este cu aproximativ 10—20 dB mai scăzută decît valoarea medie a componentelor din spectrul inferior-mediu ($f < 1$ KHz).

Pentru aceste motive în agregatele de calitate se folosesc:

a) unul sau mai multe elemente pentru redarea frecvențelor joase, deobicei difuzoare cu radiație directă cu membrană de diametru mare și suspensie foarte elastică,

b) unul sau două elemente pentru redarea frecvențelor înalte, uneori un difuzor electrostatic alteori unul sau două difuzoare cu pîlnie.

În articolul de față se va analiza proiectarea difuzoarelor cu pîlnie pentru frecvențe medii ($f_j = 1\,000$ Hz, $f_S = (5 \div 7)10^3$ Hz.

2. DIFUZORUL CU PÎLNIE. SCHIȚĂ ȘI CIRCUIT ECHIVALENT

Difuzorul cu pîlnie este un traductor cu cîmp magnetic de tip magnetoelectric. Sistemul mobil este asemănător cu acela al difuzorului cu radiație directă. Calota este confecționată din aluminiu.

În figura 1 este dată o secțiune axială printr-un difuzor cu pîlnie în care s-au făcut notațiile :

B — bolțul magnetului ;
F — flanșa magnetului ;
B — bobina mobilă cu elementele :
D — diametrul bobinei mobile ;
d — conductorul bobinei mobile ;
R — rezistența electrică a bobinei ;
l — lungimea conductorului bobinei ;
L — inductanța electrică a bobinei ;
C — calota cu elementele :
D — diametrul calotei ;
h_c — grosimea calotei ;
$C.C.$ — camera de compresie cu elementele :
D — diametrul camerei ;
h_0 — grosimea camerei ;
P — pîlnia cu elementele :
D_1 — diametrul inițial ;
D_2 — diametrul final ;
l_P — lungimea.

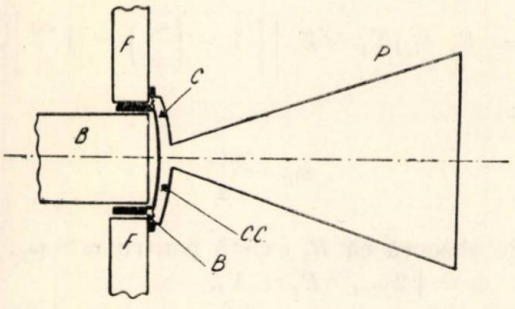


Fig. 1. Secțiune axială printr-un difuzor cu pîlnie.

Circuitul electric echivalent de tip I (vezi anexa 1) al sistemului mecanic este arătat în figura 2 [1].

În figura 2 elementele au semnificațiile :

M_0 — masa totală a sistemului mobil ;

C_{m0} — elasticitatea calotei ;

$C_{mv} = \frac{h_c}{\delta P_0 S}\left[S = \frac{\pi D^2}{4}\right]$ — elasticitatea camerei de compresie ;

$R_s = Z_c \frac{S^2}{S_1}\left(S_1 = \frac{\pi D_1^2}{4}\right)$ — rezistența mecanică în secțiunea S ;

F — amplitudinea forței ;

I — amplitudinea curentului care parcurge bobina mobilă. Între F și I există relația :

$$F = K_1 I,$$

în care mărimea $K_1 = Bl_1$ (B este inducția în intrefier) se numește factor de cuplaj electromecanic.

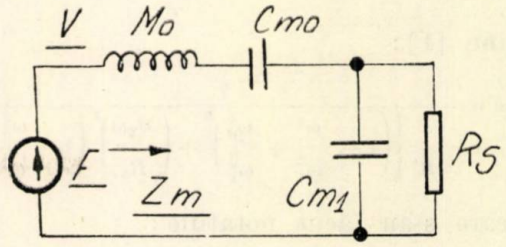


Fig. 2. Circuitul electric echivalent de tip I al părții mecanice pentru difuzorul cu pîlnie.

Circuitul echivalent al bobinei mobile este dat în figura 3.

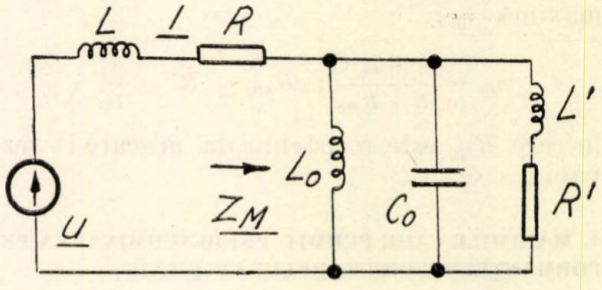


Fig. 3. Circuitul echivalent al bobinei mobile.

Semnificația elementelor din figura 3 (pe baza analogiei de tip I este :

$$L_0 = K_1^2 \cdot C_{m0} \; ; \; C_0 = \frac{M_0}{K_1^2} \; ; \; L' = K_1^2 \, C_{mv} \; ;$$

$$R' = \frac{K_1^2}{R_S} \; ;$$

U este amplitudinea tensiunii aplicate.

3. RANDAMENTUL DIFUZORULUI CU PÎLNIE

Pentru calculul randamentului ecuația circuitului echivalent al bobinei mobile se scrie relația :

$$U = I\,(Z_e + Z_M),$$

în care s-au făcut notațiile :

$$Z_e = R + \mathrm{j}\omega L,$$

$$Z_M = \frac{K_1^2}{Z_m} = R_M + \mathrm{j}X_M.$$

Dacă se fac calculele se obține [1] pentru rezistența de mișcare expresia :

$$R_M = \frac{R'}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}\right]^2 + \left(\frac{M_0\omega}{R_S}\right)^2 \left[1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right]^2}.$$

Randamentul definit de relația:

$$\eta = \frac{R_M}{R + R_M}$$

devine [1]:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R}{R'}\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}\right)^2 + \left(\frac{M_0\omega}{R_S}\right)^2\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2\right]},$$

în care s-au făcut notațiile:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0C_0} = \frac{1}{M_0C_{m0}}; \quad \omega_1^2 = \frac{1}{L'C_0} = \frac{}{M_0C_{mv}}.$$

Pentru $\omega = \omega_0$, frecvența de rezonanță a sistemului mobil, randamentul are valoarea maximă η_0:

$$\eta_0 = \frac{R_{M0}}{R + R_{M0}}; \quad R_{M0} = R' = \frac{K_1^2}{R_S},$$

în care R_{M0} este rezistența de mișcare la rezonanță.

4. MĂRIMILE CARE PERMIT PREDETERMINAREA PERFORMANȚELOR DIFUZORULUI CU PÎLNIE

Problema predeterminării elementelor difuzorului cu pîlnie pentru performanțe impuse este mai puțin precizată în literatură decît pentru difuzorul cu radiație directă. În lucrarea [1] se definesc frecvențele limită ω_j, ω_S pentru care randamentul are o neuniformitate q față de valoarea de la rezonanță. Se dau indicații cu privire la dimensionarea unor elemente. Metoda care este propusă în acest articol permite determinarea unui mare număr de elemente ale difuzorului și aduce unele precizări în ceea ce privește dimensionarea pîlniei. Performanțele impuse nu sînt luate arbitrar ci alegerea lor decurge din condițiile reale de funcționare după cum se arată mai jos.

Difuzoarele cu pîlnie se montează deobicei pe panoul frontal al inversorului de fază care conține difuzorul cu radiație directă. Condițiile de funcționare se pot deci aproxima cu cele ale unui difuzor într-un ecran infinit. Întrucît banda transmisă este divizată cu filtre de separare este necesar ca difuzorul cu pîlnie să aibă rezistența electrică R de o anumită valoare dată. Pentru a realiza o caracteristică de frecvență globală fără neuniformități la trecerea de la o bandă la alta este necesar ca eficacitatea E a difuzorului cu pîlnie să aibă o valoare dată și anume egală cu eficacitatea părții pentru frecvențe joase. De asemenea, puterea difuzorului trebuie să fie impusă la o valoare reprezentînd o anumită cîtime din puterea nominală a agregatului. Banda de frecvență se poate considera că este de aproximativ 2—3 octave.

Astfel, mărimile care trebuie date în metoda propusă sînt:
— rezistența R electrică a bobinei;
— eficacitatea la frecvența de rezonanță ω_0, E_0;
— banda $\omega_j - \omega_S$ cu $\omega_j\omega_S = \omega_0^2$;
— puterea electrică Π_e.

Înainte de a prezenta metoda de calcul propusă, se va face o sistematizare a metodei de calcul pentru pîlnii.

5. DETERMINAREA ELEMENTELOR PÎLNIEI

Ecuația de propagare pentru potențialul complex Φ dintr-o pîlnie exponențială de secțiune transversală $s = S_1\, e^{mx}$ are expresia:

$$\frac{d^2\Phi}{dx^2} + m\frac{d\Phi}{dx} + \beta^2\Phi = 0, \qquad (1)$$

în care:

$$\beta = \frac{\omega}{C_0}.$$

Folosind relațiile cunoscute:

$$P = j\beta\Phi \text{ și } V = -\frac{d\Phi}{dx},$$

se obține expresia impedanței specifice Z_S:

$$Z_S = R_1 + jX_1 = Z_C\left[\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2} + j\frac{\omega_c}{\omega}\right], \qquad (2)$$

cu:

$$\omega_C = \frac{mC_0}{2}. \qquad (3)$$

Se observă că R_1 există pentru $\omega > \omega_C$. Pentru $\omega = \sqrt{2}\omega_C$, $R_1 = X_1$.

Cunoscîndu-se $\omega_j = \sqrt{2}\omega_C$ se poate determina coeficientul de expansiune al pîlniei m:

$$m = \frac{\sqrt{2}\,\omega_j}{C_0}, \qquad (4)$$

în care c_0 este viteza de propagare a sunetului.

Considerînd secțiunea finală de diametru D_2 ca un piston este necesar ca la frecvența minimă ω_j, $\frac{\beta D_2}{2}$ să aibă valoarea cel puțin 1, din care rezultă valoarea minimă a diametrului D_2:

$$\beta_j\frac{D_2}{2} = 1, \quad D_2 = \frac{\lambda_j}{\pi}. \qquad (5)$$

Diametrul inițial se determină din următoarele considerente. Secțiunea de diametru D_1 are valoare minimă și aci există posibilitatea de apariție a distorsiunilor de neliniaritate. Se arată [3] că pornind de la ecuația de stare

pentru amplitudini de oscilații finite, factorul de distorsiune δ are expresia:

$$\delta = \frac{P}{P_0},$$

în care:

P este amplitudinea presiunii variabile;

P_0 — presiunea statică.

Considerînd $\delta \simeq (2 \div 3)\%$ se deduce că intensitatea sonoră limită admisă este:

$$I_e = \frac{P^2}{2Z_C} = 0{,}5 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}. \qquad (6)$$

Cunoscînd Π_a, puterea acustică în Waţi rezultă pentru S_1 expresia:

$$S_1 = \frac{\Pi_a}{I_e} \text{ [cm}^2\text{]}. \qquad (7)$$

Trebuie menţionat că în date se indică puterea electrică Π_e şi nu puterea acustică. Se poate lua ca valoare acoperitoare.

$$\pi_a = 0{,}5\, \Pi_e,$$

adică $\eta_0 = 0{,}5$. După cum se va arăta mai jos considerarea valorilor pentru randament mai mari de 0,5 nu este recomandabilă.

Folosind expresia secţiunii transversale rezultă lungimea l_p a pîlniei:

$$l_p \geqslant \frac{\sqrt{2}\, C_0}{\omega_j} \ln \frac{D_2}{D_1} \qquad (8)$$

6. DETERMINAREA ELEMENTELOR DIFUZORULUI

Pentru dimensionarea elementelor difuzorului se consideră expresia eficacităţii relative a difuzorului [1]:

$$E = \left[\frac{Z_C}{4\pi r^2}\, \Omega \eta \frac{R + R_M}{Z_{el}^2}\right]^{\frac{1}{2}}, \qquad (9)$$

în care Ω este factorul de concentrare sonoră.

În formula (9) se va lua $r = 1$ m. La frecvenţa de rezonanţă, $\omega = \omega_0$, $\eta = \eta_0$ şi $R_M = R_{M0}$, $E = E_0$. Expresia impedanţei electrice totale Z_{el} se poate exprima ca mai jos:

$$Z_{el}^2 = (R + R_{M0})^2 + (L\omega_0)^2 \simeq (R + R_{M0})^2.$$

Pentru aproximarea de mai sus trebuie avut în vedere ca varianta determinată să aibă inductanţa L a bobinei mobile, mică. Dacă aceasta nu se verifică este necesar mărirea valorii inducţiei B, obţinîndu-se o majorare a valorii randamentului η_0. În acest fel se obţine o aceeaşi valoare a eficacităţii E_0 pentru o valoare dată a rezistenţei electrice R. Cu aceste presupuneri formula (9) devine:

$$E_0 = \left[\frac{Z_C}{4\pi}\, \Omega_0 \eta_0 \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{M0}}{R}}\right]^{\frac{1}{2}}. \qquad (10)$$

Termenul $\left[1 + \frac{R_{M0}}{R}\right]^{-1}$ se exprimă folosind formula randamentului, astfel:

$$\left[1 + \frac{R_{M0}}{R}\right]^{-1} = (1 - \eta_0).$$

Astfel, formula (10) devine:

$$E_0 = \left[\frac{Z_C}{4\pi}\, \Omega_0 \eta_0 (1 - \eta_0) \frac{1}{R}\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (11)$$

sau:

$$E_0^2 R = \frac{Z_C}{4\pi}\, \Omega_0 \eta_0 (1 - \eta_0).$$

Din relaţia (11) se deduc următoarele:

— produsul $E_0^2 R$ este maxim pentru $\eta_0 = 0{,}5$ şi acest maxim este crescător cu frecvenţa întrucît funcţia Ω este monoton crescătoare cu frecvenţa. Din relaţia (11) pentru R şi E de valori date rezultă o valoare pentru η_0 dacă este satisfăcută relaţia:

$$E_0^2 R \leqslant \frac{Z_C}{4\pi}\, \Omega_0. \qquad (12)$$

Pentru determinarea valorii mărimii Ω_0 se vor face considerentele care urmează. S-a arătat că diametrul D_2 satisface relaţia (5). Ţinînd seama de faptul că banda de frecvenţe este de aproximativ 3 octave, rezultă $\beta_0 \frac{D_2}{2} = \sqrt{8}$.

Din graficul $\Omega = \Omega\left(\frac{D}{\lambda}\right)$ se găseşte:

$$\Omega_0 = 7.$$

Considerînd valorile mărimilor care intervin în formula (13) în sistemul MKS

$$(E_0[\text{N/m}^2\text{V}],\ Z_C = 420 \text{ MKS}),$$

aceasta devine:

$$E_0^2 R = 235 \cdot \eta_0 (1 - \eta_0). \qquad (14)$$

În figura 4 este reprezentată grafic relaţia (15):

$$\frac{E_0^2 R}{235} = \eta_0 (1 - \eta_0). \qquad (15)$$

Impunîndu-se iniţial E_0^2 şi R rezultă η_0 din graficul din figura 4.

După ce randamentul maxim η_0 a fost determinat cu formula (15), etapa următoare constă în determinarea rezistenței de mișcare R_{M0}.

$$R_{M0} = R\frac{\eta_0}{1-\eta_0}. \qquad (16)$$

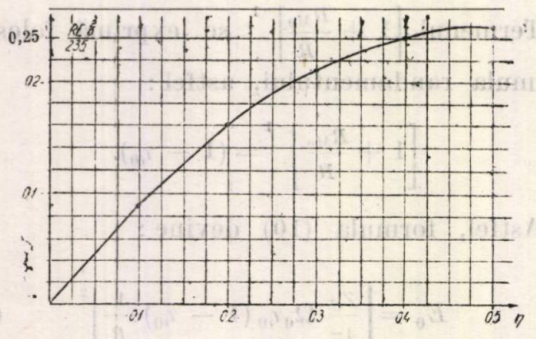


Fig. 4.

Pe de altă parte mărimea R_{M0} se exprimă astfel:

$$R_{M0} = R' = \frac{K_1^2}{R_S},$$

$$R_{M0} = \frac{\pi^2\eta^2D^2B^2}{Z_C\dfrac{\pi^2D^4}{16\dfrac{\pi D_1^2}{4}}} = \frac{4\pi\eta^2B^2}{Z_C}\frac{1}{\nu^2},$$

în care $\nu = \dfrac{D}{D_1}$ este raportul diametrelor calotei și a secțiunii inițiale a pîlniei.

Din expresia de mai sus rezultă relația:

$$\frac{\eta}{\nu} = \frac{5{,}77}{B}\sqrt{R_{M0}}. \qquad (17)$$

Alegînd un raport de diametre rezultă n, numărul de spire al bobinei mobile.

Asupra alegerii raportului trebuie făcută următoarea observație. Din analiza efectelor în funcționare a camerei de compresie se arată [1] că diametrul calotei D trebuie să satisfacă relația:

$$\frac{D_2}{2} < 0{,}5\,\lambda_S,$$

$$D_2 < \lambda_s. \qquad (18)$$

Raportul diametrelor trebuie să fie limitat superior de numărul 3 sau 4. Pentru valori mai mari ale lui ν în camera de compresie apare o rezistență de viscozitate de valoare importantă care conduce la scăderea randamentului. Pentru a evita aceste efecte se poate realiza transformarea acustică nu cu un singur orificiu de diametre D_1 ci cu m orificii, practicate în gura pîlniei de diametre D_m. Condiția de a realiza o aceeași valoare pentru R_S se scrie astfel:

$$Z_i = Z_C\frac{S^2}{S_1^2} = Z_C\frac{S^2}{mS_m} \qquad (19)$$

Din relația de mai sus rezultă:

$$S_1 = mS_m$$

sau:

$$D_m = \frac{D_1}{\sqrt{m}}. \qquad (20)$$

Diametrul conductorului bobinei se determină folosind expresia rezistenței R:

$$R = 4\rho\frac{Dn}{d^2}$$

în care ρ este rezistivitatea conductorului folosit.

Rezultă pentru d expresia:

$$d = \sqrt{\frac{4\rho Dn}{R}}. \qquad (21)$$

Valoarea obținută din relația (21) trebuie să fie mai mare decît o valoare minimă. Considerînd Π_e puterea electrică, trebuie ca d calculat din (21) să conducă la o densitate de curent cuprinsă între 5 și 10 A/mm².

Dacă d nu satisface relația de mai sus, trebuie majorat D sau n. Este util să se folosească un conductor de aluminiu pentru care rezistivitatea este mai mare decît în cazul cuprului.

7. ÎNCADRAREA ELEMENTELOR NEDETERMINATE

Prin metoda de mai sus propusă, rămîn nedeterminate două elemente: masa calotei M_c și grosimea camerei de compresie h_c.

Masa calotei se poate determina ținînd seamă că din considerente de rigiditate mecanică grosimea calotei trebuie să satisfacă relația:

$$h = [100 - 500]\,\mu. \qquad (22)$$

Grosimea camerei de compresie se poate determina ținîndu-se seama de următoarele considerente. Difuzorul cu pîlnie lucrează aproximativ la putere constantă Π_a. Π_a se calculează cu formula:

$$\Pi_a = \Pi_e\eta_0. \qquad (23)$$

Pe de altă parte Π_a se exprimă:

$$\Pi_a = \frac{1}{2}Z_c S\omega^2X^2,$$

în care X este amplitudinea de deplasare a calotei.

Situația defavorabilă, amplitudinea de deplasare X mare, are loc la frecvența de jos ω_j.

$$\Pi_a = \frac{1}{2} Z_c S \omega_j^2 X_{max}^2 \qquad (24)$$

Din relația (24) rezultă X_{max}. Astfel luînd un factor de acoperire 2 se poate lua:

$$h_C = 2X_{max}. \qquad (25)$$

Metoda propusă permite determinarea majorității elementelor difuzorului cu pîlnie. Prin trasarea curbei:

$$E = E(\omega),$$

se poate deduce neuniformitatea la capetele benzii de frecvențe transmisă. Dacă neuniformitatea are valori mari $U > (5 \div 10)$ dB se pot reface calculele majorînd inducția în întrefier. Prin majorarea inducției B se obține un număr de spire n mai mic și o micșorare a inductanței L; fapt care îmbunătățește caracteristica eficacității la frecvențe superioare.

ANEXA I

Tabela analogiilor electromecanice de tip I și II

Mărimi mecanice:
- f — forța, M — masa
- v — viteza, Cm — elasticitatea
- Rm — rezistența mecanică

Mărimi electrice:
- e — tensiunea, L — inductanța
- i — curentul, C — capacitatea
- R — rezistența

Analogia de tip I	Analogia de tip II
$f \rightarrow e$	$f \rightarrow i$
$v \rightarrow i$	$v \rightarrow e$
$M \rightarrow L$	$M \rightarrow C$
$Cm \rightarrow C$	$Cm \rightarrow L$
$Rm \rightarrow R$	$Rm \rightarrow \frac{1}{R}$

BIBLIOGRAFIE

[1] Marinescu M. și Apostol P. *Difuzoare electrodinamice.* Editura Academiei R.P.R., 1957.

[2] Moir J. *High quality sound reproduction.* London (Chapman 1958).

[3] Osnovî Akustiki, Skucik E. *Inostrannaia literatura.* Moscova 1958.

[4] Joffe B., Ianpolskii A. *Rasciotnie grafiki i tabliți po electroakustike.* Gosenergoizdat, Moscova, 1954.

Ing. DAN NEGOESCU

Studiul economic al introducerii centralelor de bloc în rețeaua telefonică urbană

CZ 621.395.3 : 621.395.72

Experiența construcției centralelor telefonice automate urbane CTAU a arătat că rețeaua de linii reprezintă partea care cuprinde cea mai mare investiție și manoperă, în unele rețele urbane costul ridicîndu-se la aproape 50% din costul total al investiției (acest procent poate să varieze cu distanța medie de la abonat la CTA).

La început, rețeaua se construiește în general pentru numărul de abonați estimat, prevăzîndu-se rezerva necesară pentru un timp oarecare. Se întîmplă însă că, în unele părți ale rețelei, cererile depășesc numărul circuitelor prevăzute și atunci este necesar să se tragă noi cabluri sau să se instaleze centrale de bloc.

Partea de linie a oricărui abonat telefonic (deci fără aparatul telefonic și echipamentul din centrală) este utilizată în timpul unei zile numai cîteva zeci de minute. Slaba utilizare a liniilor abonaților și faptul că costul investițiilor crește proporțional cu lungimea liniei măsurată între abonat și centrală au fost cei doi factori care au dus la introducerea centralelor de bloc.

De aceea, la proiectarea CTAU este necesar să se prevadă toate măsurile posibile pentru asigurarea ridicării coeficientului de utilizare a circuitelor din rețea. În aceste măsuri tehnico-organizatorice intră:

a) raionarea avansată a rețelei telefonice urbane RTU;

b) formarea sateliților;

c) crearea unor fascicule mari de trunchiuri de interconexiune cu accesibilitate totală;

d) construcția economică a rețelei liniilor abonaților și a trunchiurilor de joncțiune;

e) alegerea corectă a diametrelor conductorilor cablurilor de abonat și a trunchiurilor;

f) utilizarea centralelor de bloc.

Metodele de construcție a rețelei liniilor de abonat și a trunchiurilor de interconexiune, precum și metodele de calcul a diametrelor conductorilor cablurilor au fost prezentate în unele articole precedente (Telecomunicații, nr. 5 și 6 din 1961). În articolul de față se va trata numai problema centralelor de bloc care trebuie să satisfacă următoarele condiții:

1) fiecare abonat trebuie să aibă un număr de apel distinct;

2) trebuie să se asigure secretul convorbirii, adică abonații care sînt conectați în centrala de bloc să nu aibă posibilitatea să asculte alte convorbiri din bloc;

3) alimentarea aparatelor telefonice și a centralei de bloc poate să se realizeze local sau din CTA la care este conectată;

4) dacă se cere, fiecare abonat din centrala de bloc să poată avea un contor de trafic care să înregistreze numai convorbirile de ieşire.

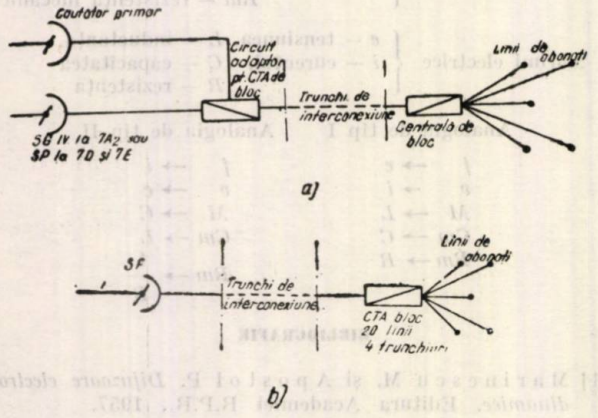


Fig. 1. *a* — conectarea CTA bloc IATc 50/7 linii la CTAU : $7A_1$; $7A_2$; $7D$; $7E$;
b — conectarea CTA bloc BHG 20/4 linii la CTAU : $7A_1$; $7A_2$; $7D$; $7E$.

Centralele de bloc pot intra în numerotarea urbană generală sau pot fi chemate prin formarea unei cifre sau două suplimentare. Centralele de bloc din prima categorie pot fi utilizate în CTAU de orice sistem, în timp ce pentru centralele de bloc de a doua categorie schema CTAU trebuie să permită transmiterea impulsiilor suplimentare prin SF (de exemplu, la ATS 47 şi 7E).

În general abonaţii centralelor de bloc au pierderi de transmisie ceva mai ridicate (cu circa 0,05 N), în comparaţie cu abonaţii ale căror linii sînt conectate direct la CTA urbană.

Centralele de bloc, în ambele cazuri, trebuie să aibă un număr oarecare de trunchiuri, determinat de mărimea traficului, pentru o anumită pierdere admisă (5 sau $10^0/_{00}$). Practica arată că pentru un trafic telefonic total (intrare şi ieşire) egal cu $Y_1 = 2{,}5$ minute ocupate, pierderile de apeluri în cazul unui singur trunchi (la o centrală de bloc de 10 linii) ar fi $20-30\,‰$, în cazul a două trunchiuri, $5-7\,‰$ şi în cazul a trei trunchiuri $5\,‰$. Din acest exemplu rezultă că la un trafic scăzut, la 10 linii, sînt necesare trei trunchiuri întrucît în cazul unui număr mai mic, calitatea comunicaţiei devine complet nesatisfăcătoare.

RANDAMENTUL ECONOMIC AL CENTRALELOR DE BLOC

Randamentul economic al centralelor de bloc depinde de o serie de factori, printre care :

a) capacitatea centralei ;
b) tipul conexiunilor interne, care la anumite centrale ocupă trunchiurile în ambele sensuri ;
c) traficul mediu pe abonat, Y_1 în Erlangi ;
d) costul centralei de bloc şi a adaptorilor ;
e) costul pe pereche-km a trunchiurilor.

Randamentul centralelor de bloc se exprimă comparînd cazul abonaţilor deserviţi prin linii individuale şi prin centrala de bloc, după următorii factori tehnico-economici :

A) consumul de cablu ;
B) cheltuielile de investiţii în genere ;
C) cheltuielile de exploatare.

A) Consumul de cablu

Randamentul utilizării centralelor de bloc, din punctul de vedere al consumului de cablu, este evident favorabil, pentru că, de exemplu, 100 de linii de abonat se înlocuiesc cu 17 trunchiuri (14 circuite de convorbire şi trei circuite de semnalizare) la o centrală de bloc IATc.

B) *Cheltuielile de investiţii*

O dată cu micşorarea cheltuielilor pentru reţeaua de linii se măresc însă şi cheltuielile pentru echipamentul CTAU (adaptorul şi centrala de bloc). Pe de altă parte, la studiul costului echipamentului trebuie să se ţină seama de micşorarea numărului releelor de linie (Lr şi Cor) şi a selectoarelor finale (SF).

În acest fel, condiţia de randament a utilizării centralelor de bloc, după cheltuielile de investiţii, se poate exprima prin relaţia :

$$n_p lc + m > Cc_{bloc} + n_{trk} l_e , \qquad (1)$$

în care :

n_p este numărul perechilor principale din cablu, în cazul liniilor individuale (la fiecare abonat) ;

l — lungimea dintre CTA şi centrala de bloc ;

c — costul unui kilometru-pereche al liniilor de abonat şi al trunchiurilor de interconexiune, ţinînd seama de cablul de canalizare (în mediu 822 lei) ;

m = aproximativ 60 000 lei, reprezentînd micşorarea costului CTAU din cauza reducerii numărului de SF, a releelor de linie etc. ;

Cc_{bloc} = 130 000 lei — costul centralei de bloc, inclusiv adaptorul din centrala principală.

n_{trk} — numărul trunchiurilor de interconexiune de intrare, ieşire şi de semnalizare.

În relaţia (1) s-a considerat că distanţa de la centrala de bloc pînă la CTAU este egală cu lungimea liniei principale în cazul cînd nu există centrală de bloc, deoarece se presupune că activitatea va fi instalată într-o clădire care se telefonizează. Astfel instalaţia abonaţilor din interiorul clădirii rămîne aceeaşi, dar reţeaua de distribuţie e înlocuită cu un număr mai mic de circuite.

Din relația (1) se poate determina distanța l de la care utilizarea centralei de bloc este justificată, în ceea ce privește cheltuielile de investiții :

$$l > \frac{C_{c\,bloc} - m}{c\,(n_p - n_{trk})}. \qquad (2)$$

Numărul liniilor principale pentru $n = 100$ abonați, ținînd seamă de rezerva necesară, este $n_p = n + \gamma \sqrt{n} = 100 + 1{,}41 \sqrt{100} = 114$ perechi (se ia de obicei $\gamma = 1{,}41 = \sqrt{2}$).

Numărul trunchiurilor fiind $14 + 3 = 17$ (trei perechi pentru semnalizare) și cu rezerva de 10%, rezultă $n_{trk} = 19$, deci :

$$l = \frac{130\,000 - 60\,000}{822\,(114 - 19)} = \frac{70\,000}{822 \times 95} = 0{,}81 \text{ km}. \qquad (3)$$

Pentru exemplificare, vom considera două sectoare ale unei RTU, în care există instalate două cabluri, dintre care unul este de 14 perechi și celălalt, de 26 perechi. Vom analiza pentru ambele cazuri problema introducerii în rețea a centralelor de bloc produse de BHG-Budapesta sau de IATc-București. Considerăm că aproape o treime din aceste circuite sînt ocupate de posturi care nu pot intra în centrala de bloc. Se mai consideră că distribuția proporțională a traficului nu se va schimba o dată cu creșterea numărului de abonați. Pe de altă parte, se mai consideră că în acest sector al RTU sînt cereri de instalare de posturi telefonice și deci trebuie să luăm măsuri de extensie a rețelei.

În ipoteza unei creșteri anuale de 5% a abonaților în sectorul considerat, creșterea estimată a abonaților în următorii ani poate fi scrisă sub forma :

$$K_n = K_0 \cdot q^n, \qquad (4)$$

unde :

K_0 este numărul original de abonați ;
K_n — numărul final de abonați ;
n — numărul de ani ;
q — factorul de dezvoltare al rețelei ($q = 1{,}05$).

Creșterea lui K_n în perioada de cinci ani este dată în tabelă, pentru două cazuri : $K_0 = 14$ și $K_0 = 26$.

n	0	5	10	15	20	25	30	35
K_n pentru cablul de 14 perechi	14	18	23	29	36	47	61	77
K_n pentru cablul de 26 perechi	26	33	43	55	70	89	115	150

De exemplu, al 15-lea abonat care trebuie instalat (în sectorul deservit de cablul de 14 perechi) nu poate fi conectat la cablul acesta, fiind ocupat în întregime.

Pentru instalarea acestui abonat se pot da următoarele soluții tehnice :

a) Înlocuirea cablului de 14 perechi cu un cablu de 26 perechi ; în cazul acesta $n = \frac{\lg K_n - \lg K_0}{\lg q} = \frac{\lg 26 - \lg 14}{\lg 1{,}05} = 12{,}6$ ani.

Aceasta înseamnă că prin înlocuirea cablului s-au prevăzut mijloace pentru extensii pe o perioadă de 12,6 ani.

b) Instalarea unei centrale de bloc în sector, fără a înlocui cablul original de 14 perechi. Centrala de bloc ar putea fi în cazul acesta de tipul BHG-Budapesta de capacitate 20 linii și patru trunchiuri.

Să presupunem, în alt exemplu, că al 27-lea abonat care trebuie instalat în sectorul deservit de cablul de 26 perechi, nu poate fi conectat la cablu, acesta fiind ocupat în întregime.

Pentru instalarea acestui abonat se pot da următoarele soluții tehnice :

a) Înlocuirea cablului de 26 perechi cu un cablu de 52 perechi. În cazul acesta :

$$n = \frac{\lg 52 - \lg 26}{\lg 1{,}05} = 11{,}1 \text{ ani}.$$

b) Instalarea unei centrale de bloc în sector, fără a înlocui cablul original de 26 perechi. Centrala ar putea fi de capacitatea 50 linii cu 7—3 trunchiuri, produsă de IATc-București.

În consecință, planurile pentru exploatarea economică a centralei de bloc trebuie să fie proiectate astfel, încît în prima etapă să se tragă un cablu cu un număr suficient de perechi și dacă este justificat de distanța sectorului considerat față de centrala urbană, se adaugă treptat atîtea centrale de bloc, cîte pot fi deservite de trunchiurile liberate prin transferul abonaților de la liniile directe. Trebuie să se țină seamă de liniile posturilor cu monedă și liniile PABX din sectorul de alimentare al cablului, deoarece abonații din această clasă vor trebuie să fie deserviți de linii directe spre centrala urbană și în viitor.

În a doua etapă de dezvoltare, cablul original poate fi înlocuit de altul, cu atîți conductori cîți vor fi necesari spre a transfera o parte din abonații pînă aci deserviți de centrala de bloc la liniile directe spre CTA, pentru prima perioadă de dezvoltare. O etapă următoare de dezvoltare va fi instalarea unor centrale de bloc adiționale. Un plan de dezvoltare după acest model este schițat în figura 2 pentru un sector teoretic, deservit de cablul de 14 perechi ; în figura 3 — pentru un sector teoretic deservit de cablul de 26 perechi.

Pentru a satisface creşterea numărului de cereri de posturi telefonice în sectorul dat, se poate alege una din variantele:

a) instalarea unei CTA bloc BHG — 20/4 linii;

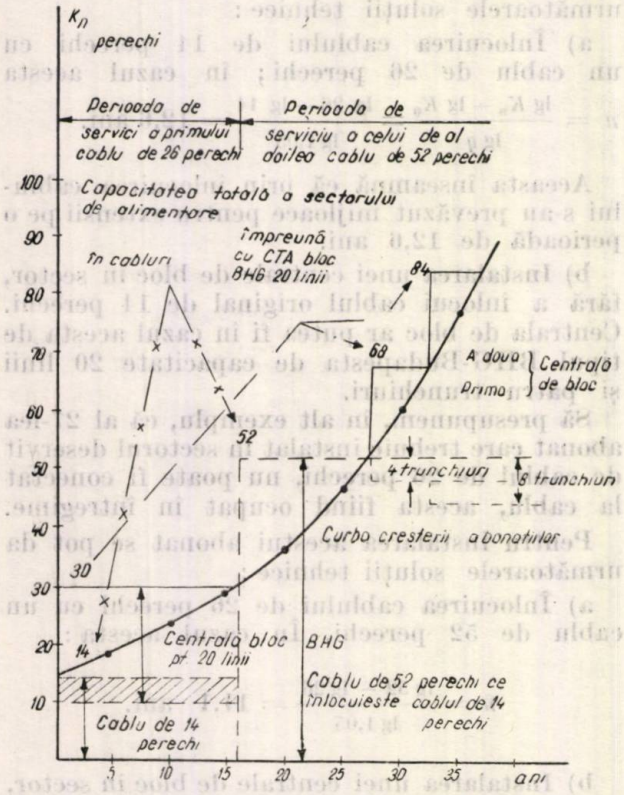


Fig. 2. Introducerea CTA bloc BHG 20/4 linii într-un sector din reţeaua telefonică urbană.

b) instalarea unui cablu de 26 perechi, varianta a), care permite rezolvarea problemei creşterii abonaţilor pe o perioadă de ani mai mare. Această variantă prezintă avantajul de a rezolva problema creşterii numărului abonaţilor pe o perioadă de 16 ani faţă de varianta b).

Deci, în sectorul dat numărul total de abonaţi va creşte în 16 ani la 30, dintre care 20 vor fi conectaţi prin intermediul centralei de bloc şi 10, pe linii directe.

După 16 ani de la perioada iniţială, se va pune din nou aceeaşi problemă. După cum se vede, capacitatea cablului iniţial fiind prea mică şi nepermiţînd instalarea altei centrale de bloc, se va înlocui cablul de 14 perechi cu un cablu de 52 perechi, care va asigura creşterea numărului abonaţilor pînă la 26,5 ani. Această perioadă fiind trecută, va fi necesară introducerea a unei sau a două centrale BHG ce va satisface, împreună cu cablul de 52 perechi, 68 de abonaţi (cu o singură centrală BHG) sau 84 de abonaţi (cu două centrale BHG).

În figura 3 se dă un caz asemănător într-un sector unde se instalează o CTA bloc IATc. Curba exponenţială porneşte de la 26 perechi în cablu.

Pentru a satisface creşterea cererilor de posturi telefonice în sectorul dat, se poate alege una din variantele:

a) instalarea unei CTA bloc IATc 50/7 linii;

b) instalarea unui cablu de 52 perechi, varianta a), care permite rezolvarea problemei creşterii abonaţilor pe o perioadă de ani mai mare. Această variantă prezintă avantajul de a rezolva problema creşterii abonaţilor pe o perioadă de 18 ani faţă de varianta b), care soluţionează problema pe o perioadă de 11,1 ani.

Deci, în sectorul dat, numărul total de abonaţi va creşte în 18 ani la 66, dintre care 50 vor fi conectaţi prin intermediul centralei de bloc şi 16, pe linii directe.

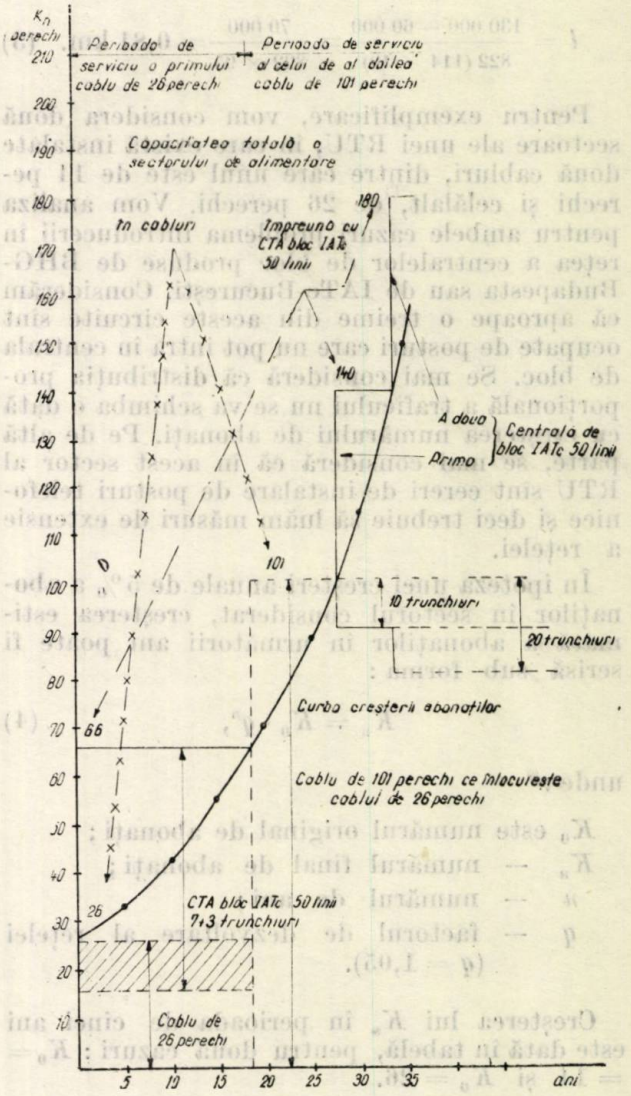


Fig. 3. Introducerea CTA bloc IATc 50/7 linii într-un sector din reţeaua telefonică urbană.

După 18 ani de la perioada iniţială, se va pune din nou aceeaşi problemă. Capacitatea cablului iniţial fiind prea mică se va înlocui cablul de 26 perechi cu un cablu de 101 perechi ce va asigura creşterea abonaţilor pînă la 27,5 ani.

După această perioadă va fi necesară introducerea unei a doua centrale IATc, ce va putea satisface cu cablul de 101 perechi 140 de abonați (cu o singură centrală IATc) sau 180 abonați (cu două centrale IATc).

Introducerea acestor centrale de bloc are avantaje, dintre care cel mai important constă în aceea că cablurile de distribuție de mică capacitate pot fi trase în perioada inițială de construcție a RTU. Este evident că un cablu cu un număr mare de perechi poate duce la costuri mari de investiții inutile, deoarece multe perechi vor rămîne nefolosite în următorii 10—15 ani (sau mai mult). Aceasta se întîmplă în orașele noi care se telefonizează și nu dispun de un plan de perspectivă bine determinat de dezvoltare urbanistică.

În studiul aspectelor economice trebuie avut în vedere că în multe țări metalele neferoase (cuprul și plumbul), procurate din import, constituie elementul prim în compoziția cablurilor, ceea ce este un motiv în plus ca centralele de bloc să fie preferate. Economia realizată astfel va fi evident proporțională cu lungimile în km a perechilor de fire devenite libere prin introducerea centralei de bloc.

C. *Randamentul utilizării centralelor de bloc față de cheltuielile de exploatare*

În cazul unei centrale de bloc cu relee (nedeservită) cheltuielile de exploatare se micșorează mult, deoarece se folosește numai personal deplasabil.

Se studiază acea parte a cheltuielilor de exploatare care depinde de modul de conectare a liniilor de abonat (prin centrală de bloc sau prin directe). Din studiu se elimină totodată cheltuielile pentru întreținerea clădirii și a aparatelor telefonice, precum și cheltuielile pentru energia electrică și pentru personalul de rețea, deoarece sînt aceleași în ambele cazuri.

Deci, trebuie să se aibă în vedere :

a) cheltuielile necesare personalului de deservire și cheltuielile de amortizare pentru centrală ;

b) cheltuielile necesare liniilor abonaților din CTA bloc.

În cazul centralelor de bloc, cheltuielile de tipul a) vor crește cu o valoare Q, iar cele de tipul b) se vor micșora cu valoarea R.

Deci, condiția utilizării centralei de bloc, după cheltuielile de exploatare, se va exprima prin relația :

$$Q < R; \tag{5}$$

$$Q < 0{,}05\,(n - n_{trk})\,cl + K\,(n - n_{trk})l, \tag{5a}$$

în care :

0,05 este procentul considerat de amortizare a cheltuielilor de investiții pentru linii ;

K — cheltuielile de întreținere a unui km-pereche al liniei egale cu aproximativ 6 lei.

Rezultă lungimea l de la care utilizarea centralei de bloc este avantajoasă după cheltuielile de exploatare :

$$l > \frac{Q}{0{,}05\,(n - n_{trk})\,C + K\,(n - n_{trk})}$$

sau

$$l > \frac{Q}{(0{,}05\,C + K)\,(n - n_{trk})}. \tag{6}$$

Dacă norma anuală de timp necesară întreținerii unui releu, inclusiv întreținerea preventivă și pentru reparații mijlocii, este egală cu 0,25 ore, iar norma lunară a timpului de muncă al unui tehnician este egală cu 208 ore, rezultă că pentru fiecare 17 centrale va fi nevoie să se mărească personalul cu cîte un om. S-a considerat că acest muncitor execută numai reparații preventive, utilizînd într-o lună în medie 12 ore (208 : 17 = 12 ore) pentru o centrală, iar întreținerea curentă a adaptorului de bloc IATc 50/7 linii este executată de personalul CTA principale. Prin urmare, fondul anual de salarii pentru o centrală de bloc, raportat la centrala IATc cu 50/7 linii, va fi $\frac{10\,000}{17} = 587$ lei, în care 10 000 lei este salariul anual al unui tehnician (825 lei lunar).

Durata de funcționare a selectoarelor este cu mult mai mică decît a releelor, de aceea se va lua norma cheltuielilor de amortizare pentru primii de 0,08, iar pentru cei de-al doilea, de 0,04. Organizarea centralei de bloc IATc 50/7 este legată de mărirea cheltuielilor de amortizare a centralei cu $0{,}04\ C_{bloc} - 0{,}08$ m = $= 0{,}04 \cdot 130\,000 - 0{,}08 \cdot 60\,000 = 5\,200 - 4\,800 = 400$ lei

În total = Q 587 + 400 = 987 lei.

Înlocuind valorile numerice în (6), obținem :

$$l = \frac{987}{(0{,}05 \cdot 822 + 6)\,(100 - 5)} = \frac{987}{47 \cdot 95} = 0{,}221 \text{ km}.$$

CONCLUZIE

Ținînd seama că cheltuielile de investiții de la punctul B) nu sînt hotărîtoare, întrucît aceste cheltuieli se fac la intervale mari de timp, singura cheltuială decisivă este cheltuiala anuală de exploatare, care ne arată că instalarea centralelor de bloc este justificată pentru distanțe de CTA mai mari de o anumită limită (221 m în cazul considerat).

BIBLIOGRAFIE

[1] Marhai E. V. *Bazele proiectării tehnico-economice a R.T.U.* Ed. Energetică de Stat, 1955, p. 270—273.

[2] Balás A. *The economical aspects of line concentrators.* The BHG Telecomunication Review, Budapesta 1961. p. 7—17

[3] Karmazov M. G. și Baburin N. N. *Organizarea și exploatarea R.T.U.* Ed. MPT, 1953, p. 41—45.

Ing. H. SINNREICH

Proiectarea optimă a unor tipuri de amplificatoare cu tranzistoare cu reacție

CZ 621.396.64 : 621.314.7

1. INTRODUCERE

La marea majoritate a amplificatoarelor de telecomunicații se dau următoarele specificații principale pentru proiectare :

— amplificarea nominală ;
— rezistența generatorului și a sarcinii ;
— rezistența de intrare și ieșire ;
— distorsiunile neliniare admise la o putere de ieșire dată.

Toate aceste performanțe sînt dictate de reacția negativă din amplificator și cu cît reacția negativă va fi mai puternică, cu atît se vor putea prescrie toleranțe mai înguste performanțelor nominale. În acest sens interesează găsirea circuitelor de reacție cele mai adecuate, precum și stabilirea condițiilor optime de funcționare pentru circuitul respectiv.

În articolul de față se tratează aceste probleme pentru amplificatoare cu două etaje în banda 100 Hz—1 MHz cu cîștig pînă la 40 dB. Amplificatoarele cu un etaj sînt tratate din aceste puncte de vedere în literatură [1], [2], [3], iar amplificatoarele cu mai mult de două etaje pun deobicei probleme mai complexe care depind de aplicație și deci nu se pretează unei analize simple.

Notațiile folosite în lucrare sînt următoarele :

a_u — amplificare de tensiune ;
β — factor de amplificare de semnal mic de curent în scurtcircuit cu emitorul comun ;
i_1, i_2 — curenți de semnal ;
I_{C1}, I_{C2} — valori de curent continuu de colector ;
n_1, n_2, n_3 — numere de spire la transformator ;
r_1, r_2 — rezistențe de intrare pentru un etaj cu emitorul comun, $r_1 \approx \frac{\beta_1}{S_1}$;
R_g — rezistența generatorului ;
R_s — rezistența de sarcină ;
R_{intr} — rezistența de intrare a amplificatorului ;
R_{ies} — rezistența de ieșire a amplificatorului ;
R_T — rezistența de transfer ;
S — panta tranzistorului ;
T — cîștig de curent în bucla de reacție ;
u_1, u_2, u_R — tensiuni de semnal ;
U_C — tensiune continuă colector-emitor.

2. ALEGEREA SCHEMEI AMPLIFICATORULUI

Pentru a se folosi în mod optim tranzistoarele, acestea se vor conecta pe cît posibil cu emitorul comun. De asemenea pentru evitarea pierderilor de cîștig, se va utiliza cuplaj în c.c. între etaje.

Deoarece folosirea transformatoarelor inversoare de fază în bucla de reacție face dificilă stabilizarea amplificatorului, nu apare indicată introducerea lor la amplificatoare cu două etaje.

Rămîn prin urmare de analizat două conexiuni de reacție negativă :

— din colectorul etajului II în emitorul etajului I ($C_2 - E_1$) ;
— din emitorul etajului II în baza etajului I ($E_2 - B_1$).

Se dau mai jos analiza și criteriile de dimensionare ale parametrilor realizate prin cele două conexiuni.

3. REACȚIE $C_2 - E_1$

Schema amplificatorului este dată în figura 1.

Pentru reacție suficient de mare, amplificarea de tensiune este :

$$a_u = \frac{R_p}{R_E}. \qquad (1)$$

Cîștigul de curent în bucla de reacție se poate determina injectînd în punctul E un curent unitar și calculînd curentul rezultant i_R prin rezistența R_p. Prin inspecție :

$$T = \frac{R_E}{R_E + \frac{1}{S_1} + \frac{R_g}{\beta_1}} \beta_2 \frac{R_s}{R_s + R_p}. \qquad (2)$$

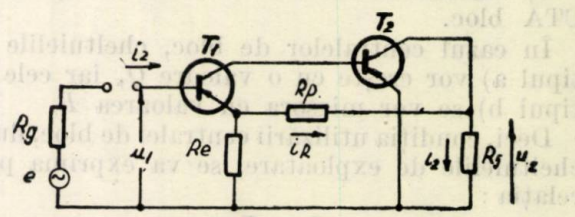


Fig. 1. Schemă simplificată pentru amplificator cu reacție globală serie-paralel.

Valoarea maximă pentru T are loc ținîndu-se seama de (1) dacă

$$R_E = \sqrt{\frac{R_s}{a_u}\left(\frac{1}{S_1} + \frac{R_g}{\beta_1}\right)}. \qquad (3)$$

Este util să se dimensioneze amplificatorul după criteriul cîștigului maxim în bucla de reacție, ceea ce se ilustrează printr-un exemplu numeric.

Fie impuse valorile $a_u = 100$, $R_g = R_s = 600\ \Omega$. Dacă $S_1 = 30$ mA/V și $\beta_1 = \beta_2 = 100$, atunci :

$$R_E = 15{,}4\ \Omega\ ;\ R_p = 100\ R_E = 1{,}54\ \text{k}\Omega\ ;$$
$$T = 7{,}9\ \ (18\ \text{dB}).$$

Se observă că datorită rezistenței R_p, din curentul de ieșire se pierde fracțiunea $\frac{R_s}{R_p + R_s} = 28\%$. Dacă se admit pierderi mai mari la ieșire, atunci se pot obține valori mai mari pentru T. Astfel mărind curentul de colector din primul tranzistor la 3,3 mA și S_1 la 100 mA/V, rezultă $R_E = 10\,\Omega$, $R_p = 1\ \text{k}\Omega$ și $T = 14{,}5$ (23 dB), pierderea din curentul de ieșire fiind $\frac{0{,}5}{1{,}6} = 37{,}5\%$.

Montajul este util atunci cînd nu se urmărește puterea maximă la ieșire și nici adaptare cu sarcina. Cu cuplaj RC amplificatorul dă rezultate foarte bune în aplicații de bandă largă avînd impedanța de ieșire mică.

Deoarece în bucla de reacție primul tranzistor intervine cu baza comună (dacă $R_g \ll r_1$), rezerva de stabilitate în înaltă frecvență se asigură ușor prin șuntarea rezistenței R_p cu un condensator care să reducă amplificarea în afara benzii.

4. REACȚIE $E_2 - B_1$

Acest tip de amplificator stabilizează amplificarea de curent la valoarea :

$$a_i = \frac{R_p}{R_E}, \qquad (3)$$

independent dacă sarcina este în emitor sau colector.

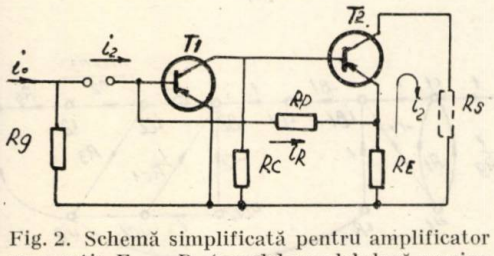


Fig. 2. Schemă simplificată pentru amplificator cu reacție $E_2 - B_1$ (paralel-paralel dacă sarcina este R_E).

Cîștigul în buclă este

$$T = \frac{R_E}{R_p + R_E}\,\frac{R_g}{r_1 + R_g}\,\frac{R_c}{R_c + \beta_2 R_E}\,\beta_1\,\beta_2 \approx \qquad (4)$$
$$\approx \frac{\beta_1\,\beta_2}{a_i}\,\frac{R_c}{R_c + \beta_2 R_E}\,\frac{R_g}{r_1 + R_g}.$$

Pentru fixarea ideilor impunem $R_g = R_s = 600\,\Omega$ și $a_i = 100$, $R_C = 10\ \text{k}\Omega$, $r_1 = 1{,}8\ \text{k}\Omega$. Dacă sarcina este în emitor ($R_E = R_s$), rezultă $T = 3{,}5$ (11 dB), dacă sarcina este în colector termenul $\frac{R_c}{R_c + \beta_1 R_E}$ tinde către 1 pentru R_E mic iar T către valoarea 33 (30 dB).

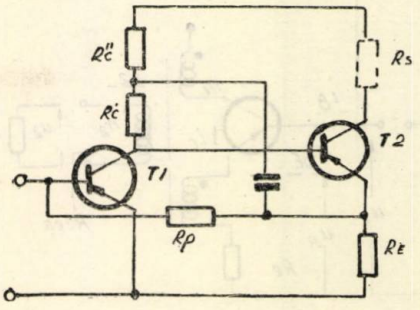


Fig. 3. Amplificator cu reacție paralel-paralel cu cîștig-mărit.

Cu ieșirea în colector impedanța de ieșire este foarte mare, iar cu ieșirea în emitor impedanța de ieșire este foarte mică (chiar sub 1Ω). O schemă care permite ieșirea în emitor cu cîștig în buclă mare, este dată în figura 3, în care se realizează o conexiune „Boots—trap" pentru tranzistorul T_2, astfel încît R'_C apare multiplicat cu amplificarea etajului II, iar R'_C se cuprinde în sarcină.

Și în această variantă T se apropie de 30 dB conform relației (4) care, însă, de data aceasta este doar orientativă, deoarece tranzistorul T_1 nu mai lucrează în scurtcircuit.

Toată amplificarea de tensiune este realizată de primul etaj care are o impedanță de sarcină foarte mare. Din acest motiv T va scădea la frecvențe înalte.

4.1. *Etaj de ieșire cu sarcină divizată*

Prin folosirea unui transformator de ieșire cu înfășurare de reacție în emitor (fig. 4), etajul II va avea amplificare de curent și de tensiune, precum și posibilitatea realizării puterii maxime nedistorsionate cu adaptare la sarcină.

Cu ajutorul diagramei de semnale din figura 4*b*) se calculează rezistența de ieșire în ipoteza unui transformator ideal :

$$\frac{1}{R_{ies}} = \frac{\frac{n_3}{n_2}\,S\,\frac{n_1 + n_3}{n_2}}{1 + S R_E - \frac{R_g}{r_1}} \approx \frac{n_3\,(n_1 + n_3)}{n_2^2\,R_E}. \qquad (5)$$

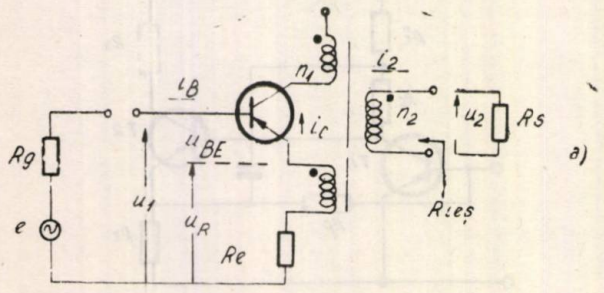
Pentru adaptare la ieșire :

$$R_E = \frac{n_3(n_1 + n_3)}{n_2^2}\,R_s. \qquad (6)$$

Amplificarea de tensiune este :

$$\frac{u_2}{u_1} = a_u = \frac{S\,\frac{n_1+n_2}{n_3}R_s}{1+S\left[R_E+R_s\frac{n_3(n_1+n_3)}{n_2^2}\right]} \approx \frac{1}{2}\cdot\frac{n_2}{n_3}, \quad (7)$$

cu condiția adaptării la ieșire (6).



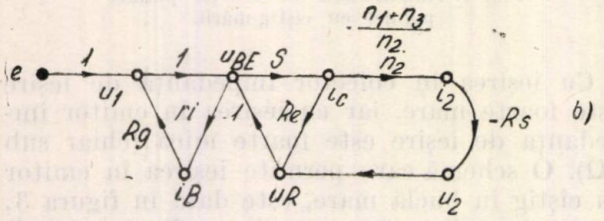


Fig. 4. Etaj de amplificare cu sarcină divizată :
a) schema de principiu ; *b*) diagrama de semnale corespunzătoare.

Datorită faptului că jumătate din tensiunea de reacție ia naștere pe rezistența R_E, la frecvențe extreme la care dispare tensiunea indusă în n_3, tensiunea de reacție nu cade cu mai mult de 6 dB sub valoarea din mijlocul benzii de lucru, ceea ce contribuie la stabilitatea amplificatorului.

4.2. *Amplificator cu două etaje cu sarcină divizată.*

Cele expuse pînă în acest punct, conduc la schema din figura 5 *a*).

Calculul performanțelor amplificatorului se face cu ajutorul diagramei de semnale din figura 5 *b*) și punînd condiția (5) pentru adaptare la ieșire.

Rezultă rezistența de transfer :

$$R_T = \frac{u_2}{i_1} = \frac{\beta_1\beta_2\frac{n_1+n_3}{n_2}R_s}{1+2\beta_1\beta_2\frac{R_E}{R_p}+\frac{r_2+2\beta_2 R_E}{R_c}} \approx \frac{1}{2}R_p\frac{n_2}{n_3} \quad (8)$$

și amplificarea de tensiune :

$$a_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_T}{R_1} = \frac{1}{2}\cdot\frac{R_p}{R_1}\cdot\frac{n_2}{n_3}. \quad (9)$$

Rezistența de intrare are o valoare foarte apropiată de R_1 :

$$R_{intr} \approx R_1 + \frac{1}{2}\cdot\frac{R_p}{S_1\beta_2 R_E}. \quad (10)$$

Cîștigul în bucla de reacție este :

$$T = \frac{\beta_1\beta_2\frac{2R_E}{R_p}}{\left(1+\frac{2\beta_2 R_E + r_2}{R_c}\right)\left(1+\frac{r_1}{R_1+R_g}\right)} \quad (11)$$

și depinde de punctele de funcționare în curent continuu prin relațiile :

$$R_C = \frac{U_{C2}}{I_{C1}}\ ;\quad r_1 \approx \frac{\beta_1}{S_1} \approx \frac{\beta_1}{30\,I_{C1}\,(\text{mA})}\ (\text{k}\Omega), \quad (12)$$

avînd valoarea maximă pentru :

$$R_C = \sqrt{\frac{30\,U_{C2}(2\beta_2 R_E + r_2)(R_1+R_g)}{\beta_1}}. \quad (13)$$

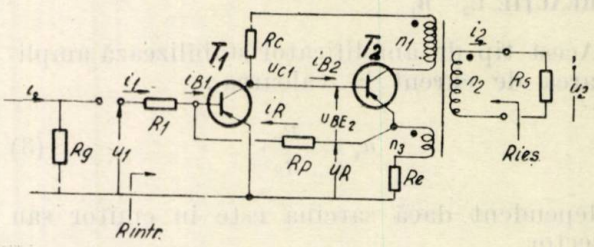
Se mai ține seamă că pentru putere maximă nedistorsionată la ieșire trebuie :

$$\frac{U_{C2}}{I_{C2}} = R_s\frac{(n_1+n_3)^2}{n_2^2} + R_E. \quad (14)$$

În vederea dimensionării amplificatorului este util să se grupeze relațiile (5) la (14) astfel încît să corespundă ordinei în proiectare.

Pentru ilustrare se pleacă de la următoarele date inițiale care au fost folosite în parte în exemplele anterioare :

— amplificarea : $a_u = 100\ (4{,}6\ \text{N})$;
— terminații : $R_g = R_s = 600\,\Omega$;
— putere disipată pentru T_2 : 75 mW.



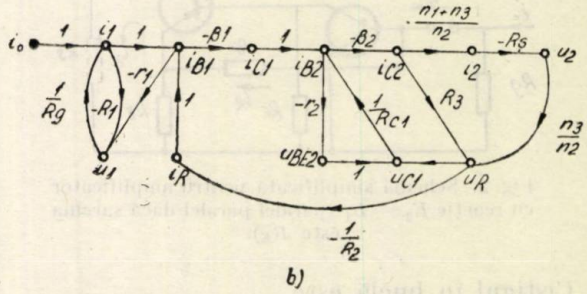


Fig. 5. Amplificator cu două etaje cu sarcină divizată :
a) schema de principiu ; *b*) diagrama de semnale corespunzătoare.

Rezistența de sarcină pentru T_2 se alege 1,2 kΩ din considerente de tensiune de colector maxim admisibilă și $R_E = 60\ \Omega$

pentru a avea reacție locală slabă pentru T_2. Rezultă :

$$U_{C2} = 9{,}2\ V\ ;\quad I_{C2} = 7{,}6\ \text{mA}\ \text{și}$$

$$r_2 \approx \frac{100}{7{,}6 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 420\ \Omega.$$

Datele transformatorului se calculează din :

$$\frac{n_1}{n_3} = \frac{1}{R_E} \cdot \frac{U_{C2}}{I_{C2}} - 2\ ;$$

$$\frac{n_2}{n_3} = \frac{\sqrt{R_s \left(\frac{U_{C2}}{I_{C2}} - R_E \right)}}{R_E}, \qquad (15)$$

$$n_1/n_3 = 18\ ;\quad n_2/n_3 = 13{,}8\ ;\quad R_2 = 2\ a_u^2\ R_p\ ;$$

$$R_2 = 8{,}7\ \text{k}\Omega.$$

Valoarea optimă pentru R_C cu valori numerice în (12) este 6,4 kΩ. Rezultă pentru tranzistorul T_1 : $I_{C1} = U_{C2}/R_c = 1{,}48$ mA și $r_1 = 100/30 \times$ $\times\ 1{,}48 = 2{,}25$ kΩ. Cîștigul în buclă după (11) este 16,4 (24 dB) și valoarea exactă pentru R_1 este 584 Ω.

Amplificatorul astfel calculat are schema completă în figura 6.

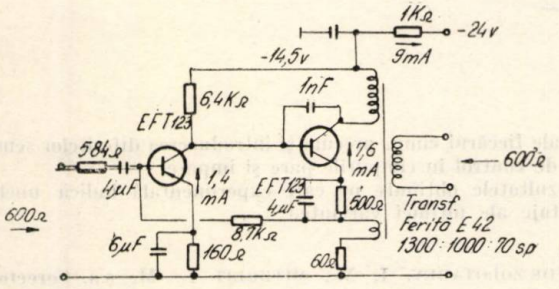


Fig. 6. Schema complectă cu valori a amplificatorului calculat în 4.2.

Un amplificator experimental conform schemei din figura 6, are performanțele măsurate indicate în tabela 1, care corespund cu valorile calculate în limitele erorilor de măsură (transformatorul de ieșire pe ferită are atenuare circa 0,02 N).

Tabela 1

Performanțele amplificatorului din fig. 6.

Amplificare de tensiune	4,6 N
Cîștig fără reacție*	7,1 N
Rezistența de intrare*	600 Ω
Rezistența de ieșire*	600 Ω
Putere limită	+1,73 N
Distorsiuni neliniare la +1,5 N nivel ieșire*.	0,2 %
Neuniformitate în banda 0,3—3,4 kHz.	0,02 N

* Măsurat la 800 Hz.

În expresia (11) pentru T apare termenul $1 + \frac{2\beta_2 R_E + r_2}{R_c}$ care reprezintă diferența la întoarcere datorită reacției locale pentru tranzistorul T_2. Acest termen se poate apropia de unitate cu o conexiune de polarizare ca în figura 3 mărindu-se astfel cîștigul în bucla globală în contul reacției locale (circa 1 N) pentru valorile numerice de mai sus.

Amplificatorul din figura 6 este superior tipurilor anterior descrise în toate privințele, cu excepția benzii de frecvență care este limitată de transformator.

CONCLUZII

Amplificări de 20—40 dB se pot obține în bune condițiuni cu amplificatoare cu două etaje cu emitorul comun cu reacție negativă globală. În aplicații, în care banda largă este primul considerent, schema cu reacție serie-paralel este cea mai adecuată.

Dacă banda de lucru cuprinde numai 4—5 octave, atunci performanțele cele mai bune se obțin folosind un etaj de ieșire cu transformator cu sarcină divizată care furnizează tensiunea de reacție.

La ambele scheme se pot aplica condiții de optimizare în urma cărora să rezulte elementele amplificatorului și punctele de funcționare ale tranzistoarelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *Circuite cu tranzistoare.* București, Ed. tehnică 1962.

[2] * * * *Proiectarea circuitelor cu tranzistoare în telecomunicații.* București, Ed. tehnică 1963.

[3] Sinnreich H. *Reacție negativă în amplificatoarele telefonice cu tranzistoare.* Telecomunicații nr. 1 1961.

[4] Samsin V. M. *Parametri usilitelei s obratnoi sviaziu na poluprovodnikovîh triodah.* Elektrosviazi nr. 3, 1961, p. 24.

[5] Cherry E. M. *An engineering approach to the design of transistor feedback amplifiers.* Proc. IRE Australia **22** Mai 1961, p. 303—320.

[6] Thomas E. D. *Design Considerations for High.* Frequency Transistor Amplifiers. B.S.T.J. **38** noiembrie 1959 (6) p. 1551—1580.

[7] Zavrașnov V. Kriukov E. *Șirokopolasnîi usiliteli na transistorah.* Elektrosviazi **10** 1961 oct., p. 40—44.

[8] Mason S. *Further Properties of Signal Flow Graphs.* P.I.R.E., iulie 1956, p. 920—930.

[9] Pfyffer H. *Analysis of the Split Load Stage.* Electronic Eng. aprilie 1960, **32** nr. 386, p. 231—235.

RECENZII

Ing. *NISSIN SILVIA*: **SISTEME MODERNE DE COMUTAȚIE TELEFONICĂ AUTOMATĂ.** Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, 1962, 109 pag., 58 fig., 12 ref. bibl.

Lucrarea face parte din colecția „Tehnica Nouă în Transporturi și Telecomunicații" și reprezintă o sinteză a stadiului tehnic mondial în domeniul sistemelor moderne de comutație telefonică automată.

După o trecere sumară în revistă a dispozitivelor electronice folosite în telecomunicații, insistîndu-se asupra elementelor de bază (diodele cu gaz, diodele cu semiconductoare, tranzistoare, circuitele basculante, porțile electronice, numărătoarele electronice, dispozitivele de memorie), se prezintă sistemul de comutație care utilizează selectorul cu motor (cap. II),sistemul rotativ de comutație telefonică automată (cap. III), sistemul de comutație telefonică automată crossbar (cu bare încrucișate tratate în cap. IV) și diverse sisteme electronice de comutație telefonică (cap. V).

În ceea ce privește sistemele rotative de comutație telefonică automată se descriu: echipamentul centralei rotative „Krasnaia Zaria" și sistemul semielectronic rotativ 7 E.

Dintre sistemele crossbar se descriu: comutatorul multiplu crossbar, sistemele crossbar electromecanice și sistemele crossbar mecanoelectronice.

Dintre sistemele electronice de comutație telefonică se prezintă comutația cu separare spațială, comutația cu separare în frecvență și comutația cu separare în timp și se descriu: centrala electronică tip Andrew (32 linii), centrala electronică experimentală care combină principiile diviziunii în spațiu și în timp și centrala electronică de 200 linii realizată în cadrul laboratorului Lorenz.

Ing. *OFIRLICA, GH.* **SISTEME DE TELEGRAFIE ARMONICĂ CU MODULAȚIE DE FRECVENȚĂ.** Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, 1962, 86 pag., 55 fig.

Lucrarea face parte din colecția „Tehnica Nouă în Transporturi și Telecomunicații" și reprezintă o sinteză a stadiului tehnic mondial în domeniul sistemelor de telegrafie armonică cu modulație de frecvență.

În capitolul I se prezintă principiul de funcționare a sistemelor de telegrafie armonică și se face o clasificare a acestor sisteme.

În capitolul II se descriu elementele sistemelor de telegrafie armonică și anume: releele telegrafice fără contacte, emițătoarele, filtrele și receptoarele.

În capitolul III se prezintă sistemul de telegrafie armonică TT 12/16 realizat în U.R.S.S. și sistemele tranzistorizate TT 16/2 pentru linii magistrale și aparatajul cu o cale de tip OTT2; de asemenea, se descriu: sistemul bitonal de telegrafie armonică DWT 12, sistemul WT 204, FM 240, sistemul WT-24 FM 120 Tsa, sistemul de telegrafie armonică de tip $9E_1$, sistemul tip $43\,A_1$.

În capitolul IV se studiază factorii care influențează calitatea transmisiei în telegrafia armonică, făcîndu-se și o comparație între sistemele cu modulație de amplitudine și cele cu modulație de frecvență.

REFERATE

NARISKIN, A.C. **Calculul etajului de intrare al preamplificatorului de televiziune, realizat cu tranzistoare de germaniu cu joncțiuni.** În: Tehnika Kino i Televidenea (U.R.S.S.), *6*, 1962, nr. 7, iulie, pag. 40—45,3 fig. 1 diagr., 9 ref. bibl.

Schema de cuplaj a etajului de intrare al preamplificatorului de televiziune se alege în funcție de valoarea optimă a raportului semnal/zgomot.

Proprietățile de zgomot ale etajului de intrare se studiază pe baza schemei echivalente în π a tranzistorului. De aici rezultă valoarea curentului de zgomot echivalent, raportat la intrarea schemei, și valoarea lui minimă, corespunzător valorii optime a curentului emitorului. Se deduce apoi schema optimă și valoarea coeficientului de stabilizare la variațiile de temperatură. Pe baza acestor date, se determină schema optimă a etajului de intrare, se deduce metoda de calcul a acestuia și se arată relația care există între elementele acestei scheme și ale schemei de stabilizare la variațiile de temperatură.

Datele teoretice au fost verificate experimental.

KRIVOȘEKO M. I. **Controlul canalului de televiziune cu ajutorul liniilor de test.** În: Tehnika Kino i Televidenea (U.R.S.S.), *6*, 1962, nr. 8, august, pag. 1—11, 15 fig., 11 ref. bibl.

Controlul canalului de televiziune cu ajutorul semnalelor experimentale speciale se face prin introducerea lor în semnale video, astfel ca să nu fie vizibile pe imagine.

Această metodă prezintă un deosebit interes în televiziune la acordarea și repararea receptoarelor de televiziune. În locul transmisiunilor zilnice de miră, se pot transmite programele obișnuite de televiziune, iar acordul televizoarelor se face cu ajutorul liniilor de test. În legătură cu aceasta, se pune problema formei semnalelor de control, precum și găsirea metodelor de a le verifica și introduce în semnalele video.

Există trei variante principale de introducere a semnalelor în liniile de test, și anume: introducerea succesivă a semnalelor de control fie în aceleași linii fie în cîteva linii vecine ale fiecărui cîmp, precum și introducerea diferitelor semnale de control în cîmpurile pare și impare.

Rezultatele obținute pe cale experimentală indică unele avantaje ale ultimei variante.

BRAUDE-ZOLOTAREV, I, M., MITBREIT L. M. ș.a. **Corector complet de apertură** În: Tehnika Kino i Televidenea (U.R.S.S.), *4*, 1962, nr. 8, august, pag. 12 — 20, 8 fig., 13 ref. bibl.

Pentru a utiliza cît mai efectiv puterea de rezoluție a unui sistem de televiziune, este necesar să se corecteze deformațiile de apertură din tuburile de emisiune și de recepție, ținîndu-se seama de particularitățile de percepere a imaginilor de televiziune.

Una din metodele de mărire a puterii de rezoluție constă din introducerea corecției complete de apertură în aparatajul de studio. În acest sens se propune schema-bloc a unui corector complet de apertură, care ameliorează calitatea imaginii de televiziune prin mărirea contrastului pieselor mici și a conturului. În corector se utilizează linii de întîrziere care modifică automat timpul de trecere în funcție de variația frecvenței rețelei.

Verificările experimentale au confirmat oportunitatea introducerii corecției complete de apertură în canalele de televiziune.

TIKIN, I. A. **Stabilitatea la perturbații a sistemelor de telecomunicații cu o bandă laterală și cu două benzi laterale,** În: Radiotehnika (U.R.S.S.), *17*, 1962, nr. 4, aprilie, pag. 3—12, 2 fig. 5 diagr., 6 ref. bibl.

Problema stabilității la perturbații a sistemelor cu o bandă laterală și cu două benzi laterale nu și-a găsit soluționarea definitivă pînă în prezent, iar concluziile trase s-au bazat în parte pe premise greșite.

Pentru a putea compara aceste două sisteme de transmisiune se studiază raportul semnal/zgomot în cazul recepțiilor cu o bandă laterală și cu două benzi laterale a semnalelor cu purtătoarea atenuată. Se constată că în ceea ce privește ra-

portul semnal/zgomot la detecția sincronă pe un canal, sistemul cu două benzi laterale nu prezintă avantaje față de sistemul cu o bandă laterală.

În ceea ce privește perturbațiile datorite stațiilor cu frecvențe apropiate, recepția bifazică cu două benzi laterale dă rezultate mai slabe decît cea cu o bandă laterală.

Pentru a aprecia influența semnalelor perturbatorii se deduce valoarea erorii medii patratice de reproducere a comunicației utile la bornele de ieșire ale sistemelor de recepție cu una și cu două benzi laterale.

NOVAROVSKI, S. V. **Calitatea emisiunii de culoare și indicii de exploatare a receptoarelor de televiziune în culori.** În : Tehnika i Televidenea (U.R.S.S.), *6*, 1962, nr. 6, iunie, pag. 23—31, 1 diagr., 11 ref. bibl.

Precizia reproducerii culorilor este determinată de o serie de factori, și anume : alegerea culorilor principale ale receptorului, abaterea dintre valoarea „gama" a cinescopului și valoarea nominală constantă a întregii game de luminozitate, gradul omogenității culorilor principale ale receptorului, mărimea deformațiilor semnalelor în schema receptorului etc.

Toate aceste condiții, cu excepția deformației semnalelor în receptor, sînt determinate de caracteristicile convertizoarelor fotoelectrice.

Există diferite tipuri de convertizoare fotoelectrice care diferă între ele din punctul de vedere al transmisiunii culorilor și al indicilor economici și de exploatare. Deși ele corespund din punctul de vedere al calității imaginii de culoare, sînt foarte complicate din punct de vedere constructiv.

În prima etapă de dezvoltare a televiziunii în culori se recomandă să se elaboreze convertizoare fotoelectrice perfecționate, echipate fie cu un cinescop cu trei culori, avînd trei fascicule și mască de umbrice, fie cu trei cinescoape cu ecranul de circa 0,25 m^2 pentru uz casnic și de 1 m^2 pentru uz colectiv.

BERESOVICI, L. A. **Echipamentul modernizat de comunicații semiautomate interurbane pentru rețelele regionale, tip AM-50-60-U.** În : Vestnik Sveazi (U.R.S.S.), *22*, 1962, nr. 4, aprilie, pag. 5—7, 2 tab.

Industria sovietică fabrică începînd din anul 1961 un echipament modern simplificat pentru comunicațiile interurbane prin sistemul cu o frecvență, de tip AM50—60—U, aplicabil la rețelele regionale.

Modernizarea echipamentului constă în principiu din modificarea codului de semnalizare și elaborare a ansamblului de adaptare în ambele sensuri DSC, care permite să se organizeze ieșirea la schimbătorul interurban cît și tranzitul regional automat. S-au elaborat noile subansambluri RLLA, care dau posibilitatea organizării legăturilor semiautomate de plecare de la abonații direcți sau de la abonații centralei automate din centrul raional fără a fi taxați.

Modificarea codului de semnalizare și a schemei de principiu au permis simplificarea schemelor electrice ale subansamblurilor, micșorarea numărului releelor, reducerea consumului de curent și, în același timp, să se obțină o mare suplețe în exploatare.

MIROSIN, A. I. **Stații de retranslație pasive pe liniile de radioreleu.** În : Vestnik Sveazi (U.R.S.S.) *22*, 1962, nr. 4, aprilie, pag. 8—10, 6 fig.

Stațiile de retranslație pasive și-au găsit o largă utilizare în traseele de radioreleu din regiunile muntoase, unde este nevoie, deseori, să se ocolească obstacolele care împiedică vizibilitatea directă.

În momentul de față cea mai răspîndită este stația de retranslație pasivă sub formă de una sau două plăci metalice care reflectă undele electromagnetice. Acest tip de stație de retranslație este larg răspîndit în Japonia care are majoritatea reliefului format din munți ; astfel, cînd în anul 1959 s-a realizat în Japonia linia de radioreleu Tokio-Osaka, s-au folosit nouă stații active și șase stații pasive.

Se dau datele fundamentale, necesare pentru calculul și construcția stației pasive de retranslație, cu suprafețe de reflexie, și anume : puterea emisă de stația activă, puterea recepționată de stația de retranslație, atenuarea dintre două stații active consecutive fără a se ține seama de stația de retranslație pasivă, atenuarea pe același interval, ținîndu-se de stația cu retranslație, atenuarea adițională etc.

SAVANCIUK, V. A. și ALEXEEV K. A. **Videotelefonul.** În : Vestnik Sveazi (U.R.S.S.), *22*, 1962, nr. 4, aprilie, pag. 13—14, 1 fig.

Pentru prima oară în Europa, U.R.S.S. a organizat legături videotelefonice între Kiev-Moscova-Leningrad. Abonații care efectuează convorbirea se văd pe ecranele televizoarelor. Legătura videotelefonică permite : realizarea de convorbiri pentru un grup de pînă la cinci participanți, efectuarea de demonstrații folosind desene, precum și darea de consultații în probleme tehnice.

Legătura videotelefonică între Kiev—Moscova—Leningrad se realizează prin cablu coaxial, în orele cînd nu se fac emisiuni de televiziune.

Punctele de vorbire ale videotelefonului și sălile de aparate ale liniilor principale prin cablu coaxial sînt așezate una lîngă alta pentru a se exclude necesitatea echipării unor puncte de amplificare intermediare.

Pentru emisiunea și recepția imaginii, s-au montat în fiecare sală de aparate cîte două ansambluri de instalații de televiziune, de tip PTU-2M, și anume un ansamblu de lucru și unul de rezervă. Pentru transmiterea sunetelor se folosește instalația TU-100. În timpul funcționării punctului de convorbiri videotelefonice, aparatajul este deservit de un singur electromecanic.

KULA, V. I. **Utilizarea funcțiilor lui Laguerre pentru codificarea parametrică a semnalelor vorbirii.** În : Elektrosveazi (U.R.S.S.), 1962, nr. 7 iulie, pag. 33—39, 5 fib., 11 ref. bibl.

În momentul de față, tehnica transmiterii informațiilor vorbirii într-o bandă îngustă de frecvență a trecut din stadiul de laborator în cel al realizărilor legăturilor telefonice experimentale.

Principiul de funcționare al celor mai răspîndite sisteme de comprimare a spectrului semnalelor vorbirii constă în transmiterea unui număr limitat de parametri-semnal ai modului spectrului instantaneu. Determinarea cantității optime de informație, pe care o transportă parametrii-semnal, este legată atît de aspectele fiziologice și psihologice ale perceperii informației vorbirii, cît și de problemele tehnico-inginerești ale construirii unui aparataj simplu și compact.

Utilizarea funcțiilor lui Laguerre pentru analiza și sinteza semnalelor vorbirii, în vederea comprimării spectrului acestora, permite să se construiască dispozitive de tipul vocoderului cu elemente R.C., care prezintă o importanță deosebită în ceea ce privește gabaritele, greutatea și prețul de cost.

În același timp, devine posibilă realizarea ideii unei precizii neuniforme de aproximare a spectrului semnalului vorbirii în raport cu scala frecvențelor, conform particularităților percepției auditive.

DAVÎDOV, S.B. **Aprecierea complexității dispozitivelor corectoare de fază pentru circuitele selective.** În : Elektrosveazi (U.R.S.S.) 1962, nr. 7, iulie pag. 40—45 6 fig., 2 ref. bibl.

Unul dintre factorii care limitează apreciabil posibilitățile de transmitere a informației sub formă de impulsuri îl constituie distorsionarea caracteristicilor de fază-frecvență ale circuitelor selective ; aceste distorsiuni pot fi micșorate cu ajutorul dispozitivelor corectoare de fază. Este indicat să se aprecieze complexitatea acestor dispozitive în funcție de numărul celulelor corectoare necesare, înainte de a se stabili porțiunea benzii de frecvență a circuitului selectiv ce urmează să fie utilizată pentru transmiterea impulsurilor.

Distorsiunile caracteristicii de frecvență a timpului de întîrziere pentru un filtru ideal trece-jos pot fi corectate prin conectarea în serie cu filtrul a unor celule corectoare de fază, cu atenuare nulă. Numărul celulelor determină complexitatea rețelei de corecție și depinde de caracterul și de valoarea abaterii timpului de întîrziere al filtrului, precum și de precizia impusă corecției.

Abaterile cu caracter oscilant, care apar în caracteristica de frecvenţă a timpului de întîrziere, pot produce la transmiterea informaţiei sub formă de impulsuri semnale-ecou, care reprezintă de fapt perturbaţii datorite impreciziei corectării. Valoarea perturbaţiei admisibile poate constitui deci un criteriu de apreciere a numărului necesar de celule corectoare.

LOKSIN, A. M. **Caracteristicile emiţătoarelor de televiziune în culori.** În : Elektrosveazi (U.R.S.S.), 1962, nr. 8, august, pag. 32—40, 21 fig., 6 ref. bibl.

Într-un sistem compatibil simultan de televiziune în culori cu o singură subpurtătoare şi modulaţie în cuadratură, semnalul complet se formează din semnalele celor trei culori primare. El conţine informaţia privitoare la strălucirea şi culoarea fiecărui sector al imaginii şi trebuie să fie reprodus cu distorsiuni minime la ieşirea emiţătorului de televiziune.

Principalii indici calitativi ai emiţătorului sînt reprezentaţi de caracteristicile de amplitudine-frecvenţă şi de fază-frecvenţă, precum şi de caracteristica de neliniaritate. Un nou indice important al emiţătoarelor de televiziune în culori îl constituie caracteristica defazorului diferenţial, adică variaţia fazei tensiunii sinusoidale avînd frecvenţa subpurtătoarei şi o amplitudine redusă în funcţie de nivelul semnalului de strălucire peste care se aplică această tensiune.

Emiţătoarele pentru televiziunea în alb-negru trebuie astfel construite încît să nu necesite o reconstrucţie radicală pentru adaptarea lor la televiziunea în culori. De aceea, ele trebuie să satisfacă prescripţii mai severe privitoare la caracteristicile enumerate mai sus, să asigure o atenuare a benzii laterale inferioare, de 40 ... 50 dbel şi o stabilitate deosebită a abaterii dintre frecvenţele purtătoarelor de imagine şi de sunet.

RATHMANN, K. **Neutralizarea tranzistoarelor în etajele amplificatoare de frecvenţă intermediară.** În : Radio und Fernsehen (R.D.G.), *11*, 1962, nr. 12, iunie, pag. 365—367, 11 fig., 4 ref. bibl.

Se expune teoria reacţiei amplificatoarelor stabilindu-se formulele circuitului de reacţie (amplificare, impedanţă de intrare).

Capacitatea grilă-anod a tuburilor, care provoacă o reacţie nedorită, are un corespondent în cazul tranzistorului, în reacţia prin capacitatea şi rezistenţa dintre intrarea emitor-bază şi ieşirea emitor-colector. Se foloseşte neutrodinarea tranzistoarelor — ca şi la tuburi — prin aplicarea unei reacţii de semn contrar acestui efect între colector şi bază. Se dau formulele de proiectare şi se indică trei metode de măsurare a reacţiei nedorite.

La prima medodă este necesară utilizarea unui voltmetru electronic la cea de-a doua metodă se folosesc tensiuni modulate cu semnale audio, iar la a treia metodă se foloseşte un vobulator cu vizualizare pe osciloscop.

JAKOB, L. **Echipamente de telegrafie armonică WT 100 pentru viteze de telegrafiere diferite.** În : Siemens Zeitschrift (R.F.G.), *36*, 1962, nr. 3, martie, pag. 144 — 148, 1 fig., 1 tab., 6 diagr., 5 ref. bibl.

Pe reţelele telegrafice se impune adeseori exploatarea teleimprimatoarelor cu viteze diferite de telegrafiere pe aceeaşi cale de transmisiune. Pînă în prezent, se utiliza în mod curent viteza de telegrafiere de 50 Baud, însă de curînd au început să se utilizeze sisteme cu viteze de telegrafiere de 100 şi de 200 Baud, care necesită o bandă de frecvenţe de lărgime dublă respectiv cuadruplă faţă de banda de frecvenţe utilizată la sistemele cu viteza de 50 Baud.

Se analizează condiţiile ce trebuie îndeplinite pentru a se putea transmite pe aceeaşi cale de transmisiune simultan mai multe comunicaţii telegrafice, luîndu-se ca bază pentru planul de frecvenţe atît sistemele de telegrafiere conform recomandărilor C.C.I.T.T., cît şi cele americane.

Se descrie echipamentul de telegrafie armonică WT-100 cu 24 canale, construit în mod special pentru funcţionarea pe aceeaşi cale de transmisiune a unor canale telegrafice cu viteze diferite de telegrafiere şi se dau exemple de combinaţii de canale cu viteze diferite de telegrafiere într-un fascicul.

ŁUKK, H. J. şi SKAVSKI, H. **Centrală telefonică experimentală cu contacte în gaz inert.** În : Siemens Zeitschrift (R.F.G.), *36*, 1962, nr. 3, martie, pag. 153—157, 2 fig., 5 diagr., 7 ref. bibl.

În cadrul lucrărilor de cercetare întreprinse în domeniul sistemelor de centrale telefonice automate cu comandă electronică prin conectoare cu coordonate, s-a dat în exploatare în anul 1959 o centrală telefonică experimentală avînd conectoarele cu contacte în gaz inert şi cu comanda prin impulsuri în cod.

Centrala experimentală are o capacitate de 200 numere şi formează o parte componentă a unei centrale de întreprindere. Comanda conectoarelor se face prin marchere cu relee, comanda cu marchere electronice fiind rezervată pentru centralele mai mari. Se descrie folosirea conectoarelor cu contact în gaz inert în etajele de selecţie de grupă, de linie şi de preselecţie. Se descrie modul de funcţionare a centralei, structura ei de ansamblu şi se dau rezultatele obţinute, cu excepţia unor neajunsuri manifestate după darea în exploatare şi care au fost imediat remediate; rezultatele obţinute în exploatare sînt foarte bune.

FISCHER, K. **Memorii pentru tehnica centralelor telefonice automate.** În : Siemens Zeitschrift (R.F.G.), *36*, 1962, nr. 5, mai, pag. 395—400, 5 fig., 2 diagr., 7 ref. bibl.

Se analizează rolul dispozitivelor de memorie în centralele telefonice automate şi anume : fixarea numerelor de apel la selecţia prin butoane în locul selecţiei prin disc de apel, precum şi memorizarea la registre şi la taxarea convorbirilor.

Mărimile care caracterizează calitatea unui dispozitiv de memorie sînt : capacitatea, modul în care se efectuează schimbul de informaţii între partea de intrare şi cea de ieşire, persistenţa informaţiilor memorizate, ştergerea sau nu a informaţiei la citire, viteza de acces şi comportarea la variaţii de tensiune şi temperatură. Se analizează apoi avantajele şi dezavantajele prezentate de diferitele dispozitive de memorie cifrică, şi anume banda de hîrtie perforată, precum şi registrele electromecanice, cu condensatoare, cu miezuri toroidale din ferită şi cele cu timp de propagare (linii de întîrziere).

WIESNER, R. **Comportarea tranzistorului la modulaţie adîncă.** În : Nachrichtentechnische Zeitschrift (R.F.G.), *15*, 1962, nr. 7, iulie, pag. 323—332, 1 tab., 17 diagr, 35 ref. bibl.

Se redau în mod sistematic într-o tabelă fenomenele ce determină comportarea tranzistorului la o modulaţie adîncă, în comparaţie cu comportarea lui la o modulaţie mică, care poate fi caracterizată prin teoria clasică a lui Shockley.

Se discută apoi în mod amănunţit problemele ce nu au fost atinse în lucrările anterioare privind această temă, şi anume : randamentul injecţiei, factorul de transport la injecţia în grad înalt, alura negativă a caracteristicii I_{EC_0}, influenţa injecţiei în grad înalt, asupra duratei şi mobilităţii purtătoarelor de sarcină, consecinţele căderii de tensiune de-a lungul rezistenţei căii de tranzit a bazei, alura negativă a caracteristicii I_{CES}, deplasarea marginală a injecţiei, precum şi cea de-a doua străpungere.

LIMANN, O. **Tranzistorul domină şi la frecvenţele înalte.** În : Radioschau (Austria), *38*, 1962, nr. 7, iulie, pag. 264-266, 9 fig., 3 tab.

După o scurtă prezentare a principiilor constructive ale tranzistoarelor mesa, se descriu tranzistoarele mesa de siliciu, denumite tranzistoare plan-epitaxiale.

Proprietăţile în înaltă frecvenţă ale unui tranzistor, pe lîngă frecvenţa limită şi factorul de amplificare de curent, cuprind ca parametru important şi mărimea capacităţii dintre colector şi stratul de frînare, care acţionează ca un dielectric. Cu cît stratul de frînare este mai lat, cu atît capacitatea este mai mică.

Se prezintă în detaliu proprietăţile diverselor tipuri de tranzistoare plan-epitaxiale produse de firmele germane şi străine, precum şi cîteva aplicaţii ale acestor tranzistoare.

RESL, J. şi PETR, I. **Sinchronoscop pentru studiul fenomenelor foarte rapide.** In: Slaboproudy Obzor, nr. 11, 1962, p. 621—625, 8 fig., 5 ref. bibl.

În tehnica impulsurilor şi în fizica experimentală sînt necesare aparate capabile să asigure observarea unor fenomene care au loc în intervale foarte scurte de timp şi al căror studiu aprofundat nu mai poate fi continuat cu aparatura clasică cunoscută.

Este descris un synchronoscop destinat observării şi studiului fenomenelor tranzitorii cu durată pînă la 2 mμs sau al fenomenelor periodice cu frecvenţă pînă la 500 MHz.

Aparatul descris lucrează cu ajutorul unui tub de imagine special miniaturizat, dotat cu un sistem de deflecţiune verticală cu unde progresive.

Baza de timp, formată dintr-un oscilator de blocaj în milimicrosecunde şi din trei etaje de circuite de derivaţie cu tuburi cu inductanţă, ajunge pînă la viteza maximă de $2{,}5.10^9$ cm/s. Sînt de asemenea descrise cîteva circuite care aduc o lărgire a posibilităţilor de aplicare a aparatului descris.

IAROSLAV, V. **Aplicaţii ale tranzistoarelor în aparate electronice de joasă frecvenţă.** În: Przeglad Telekomunikacjyny, nr. 1, pag. 263—266, 6 fig.

În domeniul frecvenţelor joase, tranzistoarele îşi găsesc o largă utilizare. Se dau schemele comentate ale unor aparate special concepute pentru frecvenţe joase şi experimentate în practică cu bune rezultate.

Este prezentată schema unui amplificator portativ de 2 W cu randament foarte ridicat, indicat pentru radioreceptoare şi pentru pickupp-uri. El utilizează 4 tranzistoare.

Se dă schema unui preamplificator stereofonic compus din două preamplificatoare simetrice, fiecare cu două etaje de intrare urmate de un reglaj de tonalitate şi de un etaj de ieşire.

Se mai prezintă schema unui amplificator de înaltă fidelitate, economic, fără nici un transformator, putînd furniza o putere de ieşire de cca. 10 W, la o tensiune de intrare de 1 V, cu un consum total de 0,7 A la 30 V.

Un alt amplificator de înaltă fidelitate de 20 W utilizează de asemenea tranzistoare la joase frecvenţe. Alimentarea sa se face la o tensiune de 30 V.

Ultima schemă descrie un aparat putînd servi la alimentarea amplificatoarelor descrise mai sus. Se utilizează patru tranzistoare obişnuite, identice, 2 N 234 A. Aparatul furnizează 30 V. cu un randament ridicat.

RAYMOND, D. **Aplicaţii ale tranzistoarelor: Receptoarele pentru unde scurte.** În: Electronique et automatisme, nr. 12, p. 421—424, 3 fig., 2 diagr.

Pentru a se realiza recepţia pe unde scurte este necesar, la etajul de intrare, un tranzistor care să funcţioneze satisfăcător la frecvenţe înalte.

Sînt descrise două astfel de montaje, practice, dîndu-se detalii asupra bobinajelor folosite. Tranzistoarele COSEM tip SFT 317 pot fi utilizate în mod satisfăcător într-un schimbător de frecvenţă pentru unde scurte care funcţionează pînă la 18 MHz, a cărui tensiune de alimentare este de 9 V. Tensiunea de oscilaţie injectată între emitor şi bază, la 18 MHz, este de 60 mV.

Tranzistorul COSEM tip SFT 354 este utilizat în etajul unui convertizor ce poate funcţiona pînă la 23 MHz. Tensiunea de alimentare utilizată este de 9V.

Tranzistorul COSEM SFT 125 utilizat în montaj simetric la ieşirea unui amplificator permite să se obţină o putere totală de 1W pentru o distorsiune nominală inferioară de 4%. Sînt indicate caracteristicile de funcţionare şi performanţele obţinute de montajele subansamblurilor ale căror scheme sînt date.

JARES, V. **Posibilităţile creşterii eficacităţii circuitelor de deflecţiune în tuburile video ale televizoarelor.** În: Slaboproudy Obzor, nr. 11, 1962, p. 615 — 621, 19 fig., 12 ref. bibl.

Sistemele electronico-optice utilizabile pentru creşterea eficacităţii circuitelor deflectoare în tuburile video ale receptoarelor pentru televiziune au fost cercetate şi analizate în cursul unei serii de experienţe.

Sînt prezentate sistematizat şi comentate amplu rezultatele obţinute asupra unor sisteme de încercări experimentale, elaborate în cadrul laboratoarelor de specialitate ale Institutului de cercetări electrotehnice din Praga.

Este descrisă pe larg şi se dau amănunte constructive şi caracteristici funcţionale ale unui dispozitiv original care realizează creşterea eficacităţii circuitelor de deflecţiune ale unui tub video pentru televiziune.

Acest dispozitiv este format dintr-o lentilă magnetică cu cîmp asimetric şi două tipuri de lentile electronice divergenet avînd cîmpuri electrice simetrice de revoluţie.

Prof. ION CONSTANTINESCU

În ziua de 5 februarie 1963 s-a stins din viaţă prof. ing. Ion Constantinescu.

Născut la 15 octombrie 1884, în comuna Recea (R. Vîlcea), a făcut studiile medii în Bucureşti. Activitatea prof. ing. Ion Constantinescu, în telecomunicaţii, care s-a desfăşurat neîntrerupt mai mult de jumătate de secol, a început ca elev telegrafist, în Oficiul telegrafic central din Bucureşti, în anul 1907.

Ca inginer P.T.T., a pus bazele tehnicii telecomunicaţiilor la noi în ţară, introducînd cele mai noi sisteme şi metode de lucru în acest domeniu. Astfel, a studiat şi proiectat prima centrală telefonică automată (Dacia) din Capitală, în anii 1925—1927, cînd telefonia automată era încă într-un stadiu începător şi nu exista documentare tehnică la îndemînă.

Prin stăruinţa lui şi graţie autorităţii ştiinţifice ce o avea, s-a înfiinţat în anul 1924, în cadrul facultăţii de electromecanică a Politehnicii din Bucureşti, o subsecţie de electrocomunicaţii, care a fost premergătoare actualei facultăţi de electronică şi telecomunicaţii.

Cursurile predate de profesorul Ion Constantinescu erau caracterizate prin claritatea expunerii şi nivelul ştiinţific cel mai înalt în domeniul respectiv. A realizat şi organizat primul laborator de telecomunicaţii, unde se făceau lucrări cu studenţii şi cercetătorii ştiinţifici. A publicat aproape în fiecare an lucrări ştiinţifice de valoare şi a ţinut numeroase conferinţe, de nivel superior, dezvoltînd interesul celor mai tineri pentru cele mai noi probleme din tehnica telecomunicaţiilor.

Prin inteligenţa sa mereu trează şi prin puterea sa deosebită de muncă, el a ţinut pasul progreselor rapide în tehnica modernă a telecomunicaţiilor şi a stimulat la tovarăşii săi de muncă interesul şi pasiunea pentru această tehnică.

Prof. ing. Ion Constantinescu a adus o contribuţie importantă la întocmirea primului plan de dezvoltare în perspectivă a telecomunicaţiilor în ţara noastră.

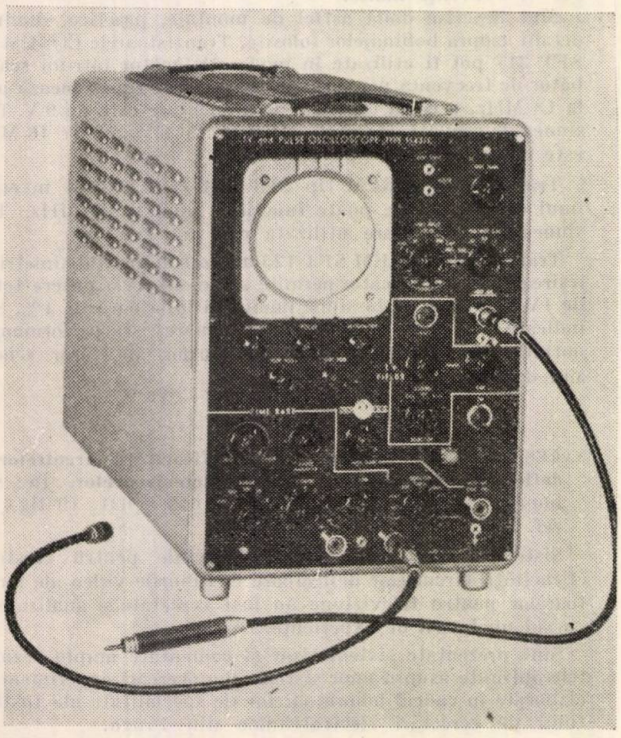
Pentru activitatea sa rodnică în telecomunicaţii, prof. ing. Constantinescu I. a fost decorat în anul 1954 cu Ordinul Muncii.

Viaţa şi activitatea lui vor rămîne un exemplu şi un imbold pentru multe generaţii de specialişti în telecomunicaţii, care îi vor păstra o neştearsă amintire.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

OSCILOSCOP CU TUB CU RAZE CATODICE PENTRU T. V.

Tip 1543/C TR-4301



Osciloscop de laborator cu posibilităţii multiple de utilizare pentru studiul fenomenelor tehnicii televiziunii şi al impulsurilor.
Limita de frecvenţă de la 3 Hz la 10 MHz cu generator, marcator încorporat.

EXPORTĂ:

METRIMPEX

INTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62, Căsuţa poştală 202 UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

Generator complex pentru televiziune

Tip 1221/S – TR-0804

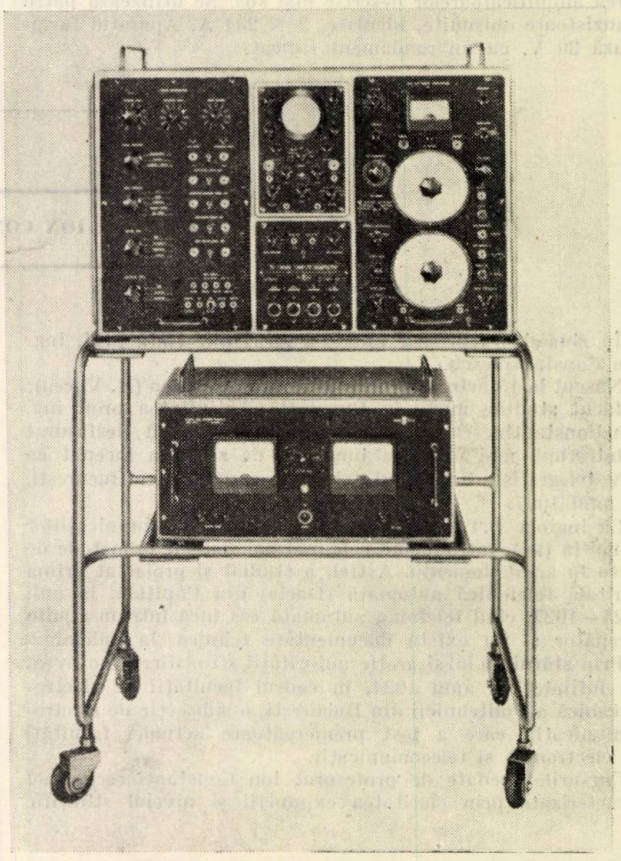
Aparatul serveşte la verificarea instalaţiilor de televiziune şi furnizează 12 canale cu semnale video şi semnale de înaltă frecvenţă complete cu modulaţie audio de formă normală.
Aparatul este alcătuit din următoarele piese:
Generator de sincroni are, un etaj de amestec al imaginii, un generator pentru imaginea etalon, un vobulator, un osciloscop de control, un selector de rînduri şi sursă de alimentare.

Exportă:

METRIMPEX

ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62 — Căsuţa poştală 202 — UNGARIA
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST



СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.396.67

I. Constantinescu: **Распределение электромагнитного поля и тока в земле в случае вертикальной антенны.**

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963 стр. 45–50

ДК 621.376

J. Komárik: **Демодулятор-счетчик для модулированных частотных колебаний.**

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 50–56

ДК 621.385

Gh. Carlianu: **О расчете реактивных ламп и систем с обратной связью, работающих как реактивное сопротивление.**

Рассматривается вопрос искажений и устойчивости срединной частоты при производстве частотой модуляции с помощью реактивных ламп и в основном с помощью систем сбратной связью, работающих как изменяющееся реактивное сопротивление.

Уточняются расчетные формулы факторов искажения и фактора устойчивости, указывается взаимозависимость этих факторов и приводятся указания о расчете реактивных ламп.

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 56–64

ДК 621.395.64

N. Marinescu, Barbu Eneea, D. Straule, L. Ionescu: **Улучшение передаточного эквивалента на выпускаемых в РНР телефонных аппаратах.**

Описывается новая монтажная схема усилителя на транзисторах, в двух вариантах, для усиления приема на выпускаемых в РНР телефонных аппаратах.

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 65–69

ДК 621.395.34 : 621.395.72

V. Căluneanu, I. Alexiu, N. Daniliuc, C. Bălănescu: **Сигнализационные устройства на полупроводниках для автоматических центральних телефонних станций, обслучивающих учреюдения.**

Описывается сигнализационное устройство на транзисторах и коммуникационных магнитных ячейках, предназначенное для центральных телефонных станций учреждений на 1000 номеров.

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 69–74

ДК 621.396.62

D. Stanomir: **К вопросу проектирования громкоговорителей.**

В статье освещается метод проектирования громкоговорителей, причем в качестве исходных данных рассматриваются элементы: R, электрическое сопротивление катушки, E_0, резонансная эффективность, частотный диапазон, кажущаяся электрическая мощность, Π_e. Вместе с тем проводится систематизация метода проектирования громкоговорителей.

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 74–79

ДК 621.395.3 : 621.395.72

D. Negoescu: **Экономическое исследование внедрения блочных центральных станций в городскую телефонную сеть.**

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 79–83

ДК 621.396.64 : 621.314.7

H. Sinnreich: **Оптимальное проектирование усилителей с реактивными транзисторами.**

Telecomunicaţii, **7**, № 2, 1963, стр. 84–87

РЕЦЕНЗИИ, 88

РЕФЕРАТЫ, 88–91

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.396.67

I. Constantinescu: **Die Verteilung des elektromagnetischen Feldes und der Erdströme bei senkrechten Antennen.**

Telecomunicaţii **7**, H 2, 1963 S. 45–50

DK 621.376

J. Komárik: **Demodulatorzähler für frequenzmodulierte Schwingungen.**

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 50–56

DK 621.385

Gh. Carlianu: **Überlegungen bei der Reaktanzröhrenberechnung und bei rückgekoppelten Systemen welche als Reaktanz arbeiten.**

Es wird das Klirrfaktor- und Zentralfrequenzproblem bei Es Frequenzmodulation mittles Reaktanzröhren und im Allgemeinen mittels Systemen mit Rückführung welche als veränderliche Reaktanz arbeiten, besprochen.

Für die Berechnung der Klirr- und Stabilitätsfaktoren werden die Formeln abgeleitet, es wird die gegenseitige Abhängigkeit gezeigt und es werden Anleitungen für die Berechnung der Reaktanzröhren gegeben.

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 56–64

DK 621.395.64

N. Marinescu, Barbu Eneea, D. Straule, L. Ionescu: **Verbesserung des Übertragungsequivalenten bei den in der RVR gebauten Telephoniegeräten.**

Es wird eine neue transistorisierte Verstärkerschaltung in zwei Bauerten, als Empfangsverstärker der in der RVR gebauten Telephoniegeräten, angegeben.

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 65–69

DK 621.395.34 : 621.395.72

V. Căluneanu, I. Alexiu, N. Daniliuc, C. Bălănescu: **Halbleitereinrichtungen zur Anzeige bei autom. Werktelephonzentrale.**

Es wird eine Transistor- und Rechteckmagnetkern, bestückte Anzeigeanlage beschrieben welche für eine telephonische Werkzentrale mit 1000 Nummern ausgelegt wurde.

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 69–74

DK 621.396.62

D. Stanomir: **Beitrag zum Entwurf der Trichterlautsprecher.**

Im Aufsatz wird eine Berechnungsmethode für Trichterlautsprecher angegeben, bei welcher als Anfangsbedingungen der elektrische Spulenwiderstand R, der Spule E_0, der Nutzfaktor bei Resonanz Π_r, das Frequenzband und die elektrische Scheinleistung bekannt sind. Es wird ebenfalls eine Systematisierung der Trichterberechnungsmethode unternommen.

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 74–79

DK 621.395.3 : 621.395.72

D. Negoescu: **Wirtschaftlichkeitsbetrachtung über die Einführung telephonischer Gemeinschaftswohnungzentralen in das städtische Netz**

Es wurde gesucht eine Wirtschaftlichkeitsberechnung, anhand der Unterlagen für Gemeinschaftswohnungzentrale CTA – BHG 20/4 Linien und IaTc 50/7 Linien, aufzustellen. Dabei wurde, bei Einsatz der CTA, das Einsparen von Kobeln, die Herabsetzung der Anlage- und Wartungskosten hervorgehoben.

Telecomunicaţii, **7**, H 2, 1963, S. 79–83

DK 621.396.64 : 621.314.7

H. Sinnreich: **Optimale Berechnung einiger Typen, rückgekoppelter transistorbestückter Verstärker.**

Die Spitzenleistungen einiger, bis 1 MHz und 40 dB bringenden Verstärker werden verglichen. Für die vorgeschlagenen Schaltungen werden die Bedingungen, für welche bei offenem Kreise die grösste Verstärkung bei gegebenen Verstärkerparametern erzielt wird, berechnet.

Telecomunicaţii **7**, H 2, 1963, S. 84–87

BUCHBESPRECHUNGEN, 88

REFERATEN, 88–91

SOMMAIRE

CD 621.396.67

I. Constantinescu : **La distribution dans le sol du champ électromagnetique et du courant, dans le cas d'une antenne verticale.**

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 45–50

CD 621.376

J. Komárik : **Démodulateur-compteur pour oscillations modullées en fréquence.**

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 50–56

CD 621.385

Gh. Cartianu : **Considérations sur le calcul des tubes de réactance et des systèmes à réaction qui se comportent en réactance.**

On étudie le problème des distorsions et de stabilité de la fréquence centrale, par rapport à la modulation de fréquence, à l'aide des tubes de réactance et — en général — à l'aide des systèmes à réaction qui se comportent comme une réactance variable.

On établit les formules de calcul des facteurs de distorsion et du facteur de stabilité, on montre l'interdépendence de ces facteurs et l'on donne des indications sur le calcul des tubes de réactance.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 56–64

CD 621.395.64

N. Marinescu, Barbu Eneea, D. Straule, L. Ionescu : **L'amélioration de l'équivalent de transmission des appareils téléphoniques fabriqués dans la République Populaire Roumaine.**

On présente un nouvel montage d'amplificateur à transistors, en deux variantes, pour l'amplification de la réception des appareils téléphoniques fabriqués dans la République Populaire Roumaine.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 65–69

CD 621.395.34 : 621.395.72

V. Căluneanu, I. Alexiu, N. Daniliuc, C. Bălănescu : **Dispositif de signalisation à semiconducteurs pour centrales téléphoniques automatiques d'un établissement.**

On présente un dispositif de signalisation à transistors et cellules magnétiques de commutation, destiné à une centrale téléphonique à 1000 postes, pour établissement.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 69–74

CD 621.396.62

D. Stanomir : **Contributions à l'élaboration des projets de diffuseurs à entonnoir (coniques).**

On expose une méthode d'élaboration pour les projets de diffuseurs à entonnoir (coniques), en considérant comme donnés d'avance les élements R, la résistence éléctrique de la bobine, E_0, l'efficacité par rapport à la résonance, la bande des fréquences, la force électrique apparante, Π_e. En même temps, on établit une systématique des méthodes d'élaboration des projets d'entonnoirs (cones).

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 74–79

CD 621.395.3 : 621.395.72

D. Negoescu : **Etude économique sur l'introduction des centrales pour immeubles-bloes dans le réseau téléphonique urbain.**

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 79–83

CD 621.396.64 : 621.314.7

H. Sinnreich : **L'élaboration des projets optima de certains types d'amplificateurs avec transistors à réaction.**

On compare les performances réalisables de certains types d'amplificateurs permettant une amplification jusqu'à 40 dB à une fréquence jusqu'à 1 MHz. On calcule, pour les schémas proposés, les conditions de réalisation du gain de bande maximum et des paramètres imposés à l'amplificateur.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 84–87

COMPTES-RENDUS, 88

RAPPORTS, 88–91

CONTENTS

DC 621.396.67

I. Constantinescu : **The earth distribution of the electromagnetic field and the current, in the case of a vertical antenna.**

Telecomunica ii. **7**, nr. 2, 1963, p. 45–50

DC 621.376

J. Komárik: **A demodulator-counter for frequency modulated oscillations.**

Telecomunicații. **7**, nr. 2, 1963, p. 50–56

DC 621.385

Gh. Cartianu : **Some considerations on the calculus of reactance valves, and of reactive systems which behave as a reactance.**

One studies the problem of distorsions and of the central frequency' stability, arising when the frequency modulation is produced with the use of reactance valves and, generally, with the help of reactive systems behaving as variable reactance.

Formulas of calculus are settled for the distorsion and stability factors, one shows their interdependence, and indications are given with regard to the calculus of reactance valves.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 56–64

DC 621.395.64

N. Marinescu, Barbu Eneea, D. Straule, L. Ionescu: **The improvement of the transmission equivalent of the telephone sets made in the R.P.R.**

One presents a new arrangement with transistorized amplifier (two models), meaned to amplify the reception of the telephone sets made in the Roumanian People's Republic.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 65–69

DC 621.395.34 : 621.395.72

V. Căluneanu, I. Alexiu, N. Daniliuc, C. Bălănescu : **Semiconductorized signalling devices for automatic telephone exchanges for institutional use.**

One presents a signalling device with transistors and commutating magnetic cells, meaned for an institutional telephone exchange with 1000 numbers.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 69–74

DC 621.396.62

D. Stanomir : **Contributions with regard to the design of funnel (cone) loudspeakers.**

One exposes a method of design of cone loudspeakers, the elements, R the coil's electric resistance, E_0 the resonance efficiency, frequency band, and apparent electrical power, Π_e, being initially given. In the mean time, one makes a systemization of the design method for funnels (cones).

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 74–79

DC 621.395.3 : 621.395.72

D. Negoescu : **An economic study on the introduction of building (house) exchanges in the urban telephone network.**

A developement has been tryed of a technic and economical calculus, on the base of documentations CTA bloc BHG 20/4 lines and IAT 50/7 lines, showing the efficiency gained by using the CTA-bloc facing the consumption of cable and the investment and operation costs.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 79–83

DC 621.396.64 : 621.314.7

H. Sinnreich : **The optimal design of certain repeaters with reaction transistors.**

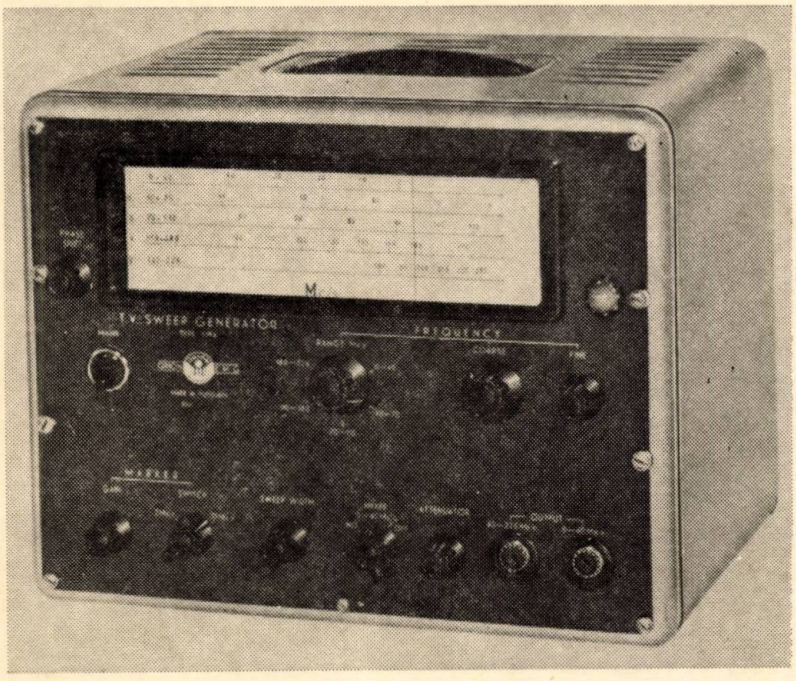
One compares the obtainable performances of certain types of repeaters permitting an amplification up to 40 dB at frequencies up to 1 MHz. For the proposed schemes, the conditions for obtaining a maximum loop gain, and of the parametres imposed to the repeater, are calculated.

Telecomunicații, **7**, nr. 2, 1963, p. 84–87

REWIEWS, 88

REPORTS, 88–91

MŰSZAKI KÖNYV... 1883



Vobulator

Tip 1194 — T.R.-0802

Se utilizează pentru ajustarea şi controlul etajelor de înaltă frecvenţă, de frecvenţă intermediară şi al etajului video al receptoarelor de televiziune.

Combinat cu osciloscopul corespunzător, permite trasarea pe ecranul osciloscopului a caracteristicii ep frecvenţă a amplificatorului examinat.

Bandă de frecvenţă: 0 ... 230 MHz (în 5 benzi).

Exportă: **METRIMPEX**

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢ EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62 ● B.P. 202 ● Republica Populară Ungară

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

FOR ADVERTISEMENTS IN RUMANIAN PERIODICALS APPLY TO,

PUBLICOM

Modern, efficient advertising in full progress of on the Rumanian market economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22 — TEL.: 14.75.35

WERBEN SIE IN DER RUMÄNISCHEN FACHPRESSE DURCH

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

BUKAREST, RUMANIEN — B-DUL N. BĂLCESCU 22 — FERNRUF 14.75.35

FAITES VOTRE PUBLICITÉ DANS LA PRESSE ROUMAINE DE SPÉCIALITÉ EN VOUS ADRESSANT À

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

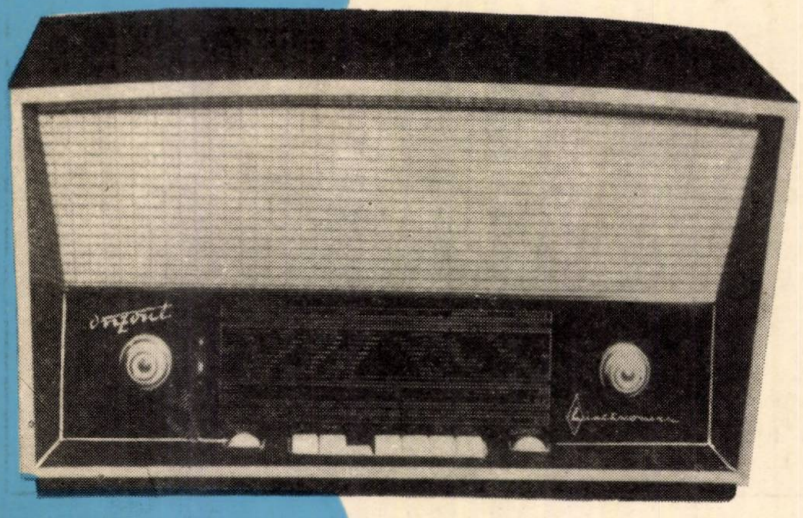
AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITE

BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCO No. 22 — TEL. 14.75.35

RADIORECEPTORUL

ORIZONT

PRODUS DE UZINELE

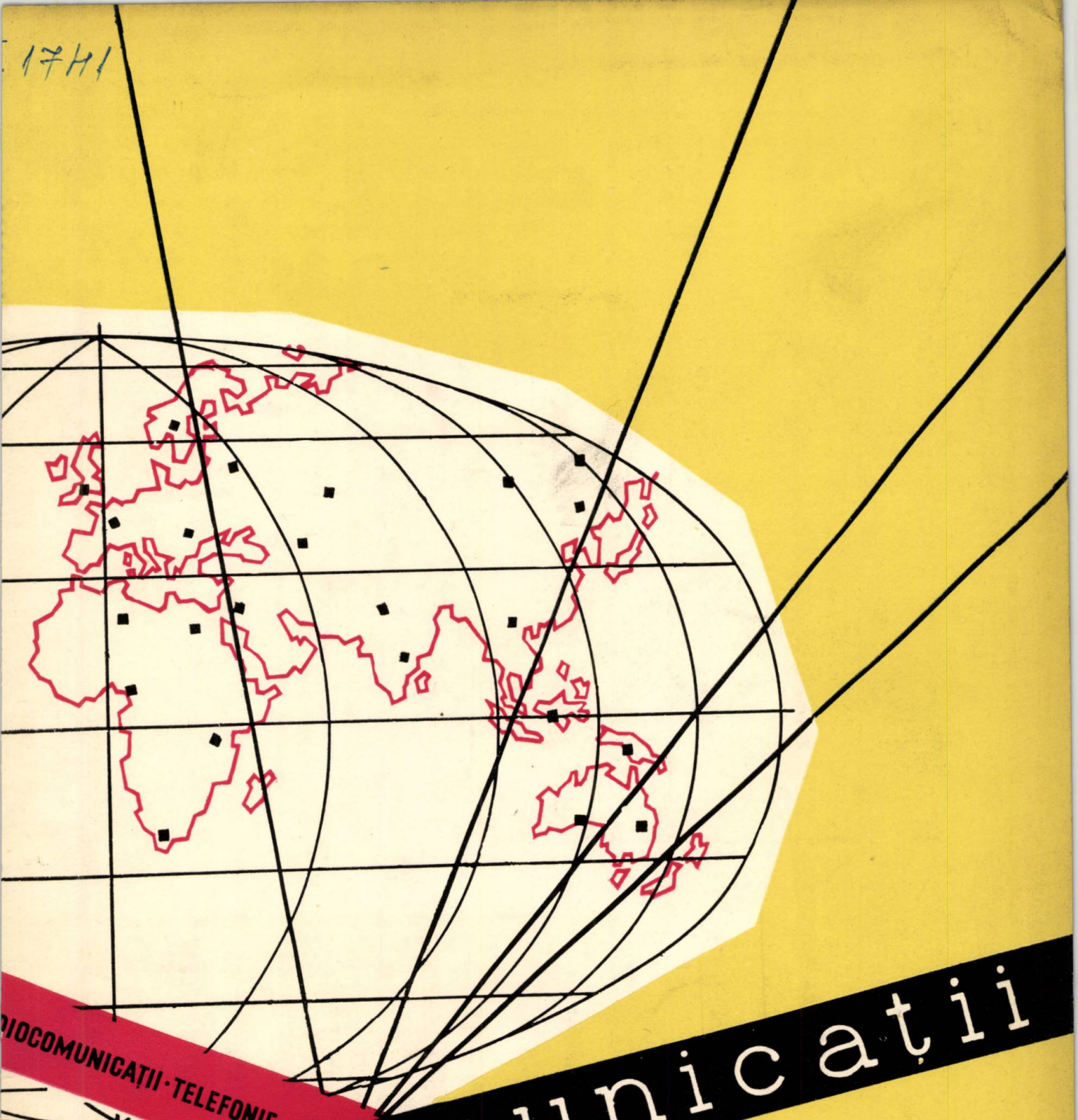


Electronica

VĂ OFERĂ O AUDIȚIE PLĂCUTĂ
CU PERFORMANȚE SUPERIOARE
ÎNTR-O PREZENTARE
MODERNĂ ȘI ELEGANTĂ

- *5+2 tuburi electronice*
- *5 game de unde*
- *claviatură cu 7 clape*
- *indicator optic de acord*
- *reglaje separate de ton*

17H1



RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE ·

telecomunicații

TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

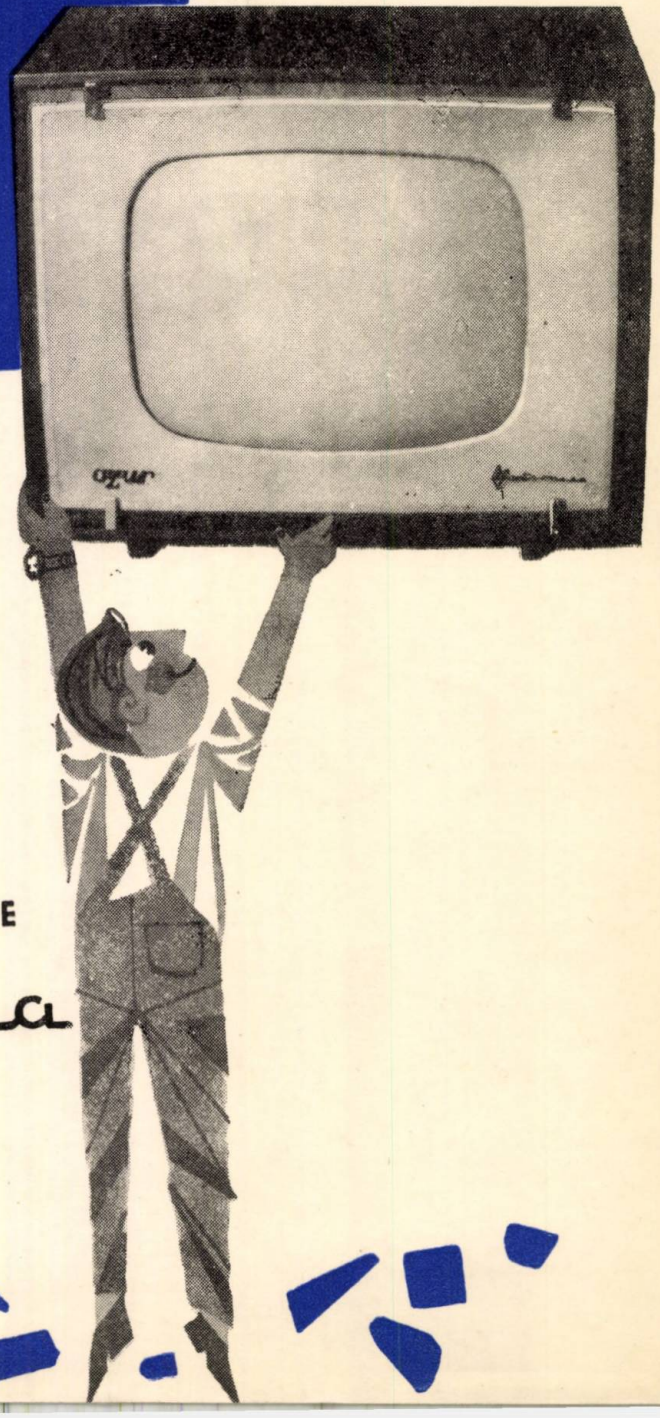
1963

3

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 7 ★ Nr. 3 ★ p. 93—140 ★ București ★ mai—iunie 1963

AZUR

— Un televizor realizat cu circuite imprimate.
— Linie elegantă; stabilitate remarcabilă în funcționare.
— Imagine de înaltă calitate.
— Comutator de canale cu 12 poziții
— Diagonala ecranului de 43 cm.
— 16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu
— Tensiunile de alimentare: 120 V și 220 V.



PRODUS DE UZINELE

Electronica

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 7 Nr. 3 mai—iunie

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. M. BĂLĂIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

CZ 621.376.56 : 534.861

Al. Spălaru: **Maximalizarea raportului semnal-zgomot în cazul modulaţiei de impulsuri în cod.**

Se tratează problema determinării funcţiei de trecere de impuls pentru un filtru liniar, astfel încît, la ieşirea acestui filtru să se obţină valoarea maximă a raportului semnal-zgomot.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 93—94

CZ 621.395.64

P. Postelnicu: **Calculul distanţei admisibile între repetoarele sistemelor telefonice de curenţi purtători de pe linii aeriene.**

Lucrarea cuprinde un studiu asupra criteriilor de evaluare a distanţei maxime admisibile între repetoarele telefonice de IF pe linii aeriene.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 95—100

CZ 621.396 : 621.38

V. Cătuneanu: **Problema toleranţelor şi erorilor de producţie în teoria siguranţei în funcţionare a aparaturii radioelectronice.**

Se prezintă legea normală de distribuţie a erorilor de producţie şi principiile de calcul al toleranţelor parametrilor de ieşire ai schemelor radioelectronice.

De asemenea, se prezintă metodica de rezolvare a problemei inverse.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 100—110

CZ 621.394 : 654.14

Gr. Stelian: **Mărimile de bază ale traficului telegrafic şi determinarea lor experimentală în reţeaua existentă în vederea introducerii comutaţiei automate telegrafice în R.P.R.**

Se face un studiu asupra mărimilor de bază ale traficului telegrafic.

Prin metode statistice se determină valorile medii ale acestor mărimi, în vederea introducerii comutaţiei telegrafice automate în reţelele TG_x şi T_x din ţara noastră.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 111—118

CZ 697.397.61

Gh. Mitrofan: **Reducerea spectrului de frecvenţă a semnalului de televiziune.**

În lucrare se abordează cîteva probleme ale aplicaţiei teoriei informaţiei în televiziune.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 118—125

CZ 621.396.61 : 534.861

Natalia Cutieru: **Difuzorul ortofazic, o nouă realizare a tehnicii mondiale.**

Se descriu cîteva tipuri de difuzoare ortofazice recent realizate.

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 125—130

CZ 621.397.6 (R)

NOI TELEVIZOARE ROMÎNEŞTI

E. Mihăilescu: **Televizorul VS43—621 „AZUR".**

Telecomunicaţii, 7, nr. 3, 1963, p. 131—135

NOTE	135
REFERATE	136—140
RECENZII	140
CRONICĂ	140—141

MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică nr. 2 — Bucureşti — c. 1924

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.376.56 : 544.861

Al. Spătaru : **Максимализация соотношения сигнал-шум в случае кодовой импульсной модуляции.**

Рассматривается вопрос определения импульсной переходной функции для линейного фильтра, таким образом чтобы у выхода этого фильтра получалось максимальное значение соотношения сигнал — шум, в случае передачибинарной информации через передаточную систему с кодовой модуляцией, в присутствии помех считаемых стационарным алеаторным процессом.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 93–94

ДК 621.395.64

P. Postelnicu : **Расчёт допускаемого расстояния между усилителями телефонных систем с несущими токами на воздушных линиях.**

В статье рассматриваются критерии оценки максимального допускаемого расстояния между телефонными усилителями высокой частоты на воздушных линиях, с учётом атмосферных шумов линии.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 95—100

ДК 621.396 : 621.38

V. Căluneanu : **Вопрос производственных допусков и погрешностей в теории безперебойной работы радиоэлектронной аппаратуры.**

Излагаются нормальный закон распределения производственных погрешностей и принципы расчёта допусков выходных параметров радиоэлектронных схем.

Вместе с тем показана методика разрешения обратной задачи, то-есть определения допусков составных элементов, когда задаются допуски выходных параметров радиоэлектронных схем.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 100–110

ДК 621.394 : 654.14

Gr. Stelian : **Основные величины телеграфного сообщения и их экспериментальное определение в существующей сети с целью внедрения автоматической телеграфной коммутации в РНР.**

Проводится исследование основных величин телеграфного сообщения.

С помощью статистических методов определяются средние значения этих величин с целью внедрения автоматической телеграфной коммутации в сетях TG_x и T_x в нашей стране.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 111–118

ДК 697.397.61

Gh. Mitrofan : **Снижение частотного спектра телевизионного сигнала.**

В работе рассматривается несколько вопросов применения теории информации в телевидении. Дается краткое описание ряда методов, предлагаемых для снижения частотного спектра телевизионного сигнала.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 118–125

ДК 621.396.62 : 534.861

Natalia Cutieru : **Ортофазный репродуктор — новое достижение мировой техники.**

Описываются несколько типов недавно разработанных ортофазных репродукторов, причем анализируются их работа, полученные результаты и дальнейшие перспективы.

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 125–130

ДК 621.397.6

E. Mihăilescu : **Телевизор ВС43—621 „Азур"**

Telecomunicaţii, **7**, № 3, 1963, стр. 131–135

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.376.56 : 534.861

Al Spătaru : **Grenzwerterreichung des Verhältnisses zwischen Nutz und Rauschwert bei Impulscodemodulation.**

Es wird das Problem der Übergangsfunktion fùr ein lineares Filter behandelt so dass am Ausgang des Filters, bei Übertragung durch Impuls-code-modulation und in Anwesenheit von Störungen, welche als zufälliger stationärer Vorgang aufgefasst werden, das grösste Verhältnis Nutzsignal — Rausch erzielt wird.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3 1963, S. 93–94

DK 621.395.64

P. Postelnicu : **Berechung der zulässigen Entfernung zwischen Fernsprechverstärkern auf Freileitungen.**

Der Aufsatz enthält ein Studium öber die Schätzung des grössten Abstandes zwischen Trägerfrequenzfernsprechverstärken auf Freileitungen, bei Inkaufnahme der atmosphärischen Geräusche.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 95–100

DK 621.396 : 621.38

V. Căluneanu : **Das Problem der Toleranzen und Fehler in der Theorie der Betriebssicherheit bei elektrischen Geräten.**

Das normale Gesetz der Fehlerverteilung im Betrieb und die Berechungsprinzipien der Toleranzen werden fùr die Ausgangsparameter der elektronischen Geräte angegeben.

Es wird ebenfalls die Lösung des umgekehrten Problems angegeben, bei welchem fùr gegebene Ausgangsparameter elektronischer Geräte die Toleranzen der Einzelteile zu berechen sind.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 100–110

DK 621.394 : 654.14

Gr. Stelian : **Die Grundlegenden Grössen des Telegraphieverkehrs und ihre versuchsweise Feststellung in gegebenem Netz, für die Einführung der telegraphischen Selbstumschaltung in der RVR.**

Es wird ein Studium der grundlegenden Grössen des telegraphischen Verkehrs gegeben.

Durch statistische Methoden werden die Mittelwerte der infragekommenden Grössen ausgewertet, zum Zweck der Einfùhrung telegrafischer Selbstumschaltung in die TG_x und T_x Netze unseres Landes.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 111–118

DK 697.397.61

Gh. Mitrofan : **Verringerung des Frequenzspektrums bei Fernsehsignalen.**

Der Austsatz behandelt einige Verwertungsporbleme der Informationstheorie im Fernsehen. Es wird eine kurze Angabe ùber einige vorgeschlagenem Methoden zur Verringerung des Frequenzspektrums im Videokanal gemacht.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 118–125

DK 621.396.62 : 534.861

Natalia Cutieru : **Der Orthophasische Lautsprecher, eine neue Leistung der Welttechnik.**

Einige kürzlich gebaute Typen orthophasischer Lautsprecher werden im Aufsatz beschrieben. Die Wirkungsweise, Leistung und Zukunftsperspektiven werden besprochen.

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 125–130

DK 621.397.6 (R)

E. Mihăilescu : **Fernsehgerät VS43–621 „Azur"**

Telecomunicaţii, **7**, H. 3, 1963, S. 131–135

telecomunicații

Anul VII * nr. 3 * mai — iunie 1963

Prof. ing. ALEXANDRU SPĂTARU

Maximalizarea raportului semnal-zgomot în cazul modulației de impulsuri în cod

CZ 621.376.56:534.861

Zgomotul la ieșirea sistemelor de transmisiune cu modulație în cod poate să aibă valori foarte ridicate dacă nivelul perturbațiilor este atît de mare încît la recepție se poate face confuzie între simbolul 0 și 1, respectiv între prezența sau absența simbolului $S_1(t)$ ce poartă informația binară.

Zgomotul la ieșire poate fi redus dacă găsim posibilitatea ca la recepție să facem erori cît mai puține în aprecierea prezenței sau a absenței semnalului $S_1(t)$ în prezența perturbațiilor.

Semnalul util $S_1(t)$ este cunoscut și are o durată finită T (a cărei valoare depinde de numărul canalelor transmise și de lărgimea de bandă a acestora).

Presupunem că perturbația $\eta_1(t)$ este un proces aleatoriu staționar și vom căuta să determinăm caracteristicile unui filtru liniar astfel ca raportul semnal-zgomot la ieșirea din acest filtru să fie maximum.

Să notăm cu $h(t)$ funcția de pondere a filtrului care maximalizează raportul semnal-zgomot.

Dacă la intrarea acestui filtru aplicăm numai semnalul util $S_1(t)$ răspunsul va fi:

$$S_2(t) = \int_0^T h(\tau)\, S_1(t-\tau)\, \mathrm{d}\tau, \qquad (1)$$

iar dacă aplicăm numai perturbația $\eta_1(t)$ răspunsul va fi:

$$\eta_2(t) = \int_0^T h(\tau)\, \eta_1(t-\tau)\, \mathrm{d}\tau. \qquad (2)$$

Ne punem problema să determinăm pe $h(\tau)$ astfel încît raportul între valoarea $S_2(t_0)$ a semnalului la momentul t_0 și valoarea eficace a zgomotului să fie maximum. Să notăm cu λ această valoare maximă:

$$\lambda = MAX\left[\frac{S_2(t_0)}{\sqrt{m_2\{\eta_2(t)\}}}\right], \qquad (3)$$

unde:

$m_2\{\eta_2(t)\}$ este valoarea medie pătratică (eficace) a perturbației.

Să scriem relația ce există între funcția de corelație $B_1(\tau)$ a unui proces staționar la intrarea în filtru și funcția de corelație $B_2(\tau)$ la ieșirea din filtru [1]:

$$B_2(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} B_1(\tau - v + u)\, h(u)\, h(v)\, \mathrm{d}u\, \mathrm{d}v \qquad (4)$$

sau punînd condiția ca filtrul să fie fizic realizabil [$h(\tau) = 0$ pentru $\tau < 0$)], avem în cazul nostru, evaluînd la $\tau = 0$:

$$m_2\{\eta_2(t)\} = B_2(0) = \int_0^T\int_0^T B_1(u-v)\, h(u)\, h(v)\, \mathrm{d}u\, \mathrm{d}v, \qquad (5)$$

$B_1(\tau)$ fiind funcția de corelație a perturbației $\eta_1(t)$ la intrarea în filtru.

Dacă perturbația este un zgomot alb funcția de corelație respectivă va fi:

$$B_1(\tau) = N_0\,\delta(\tau), \qquad (6)$$

unde $\delta(\tau)$ este funcția delta, iar N_0 este densitatea spectrală de putere a zgomotului.

Înlocuind pe (6) în (5) obținem:

$$m_2\{\eta_2(t)\} = B_2(0) =$$

$$= N_0 \int_0^T h(u)\, \mathrm{d}u \int_0^T h(v)\, \delta(u-v)\, \mathrm{d}v \qquad (7)$$

sau

$$B_2(0) = N_0 \int_0^T h^2(u)\, \mathrm{d}u. \qquad (8)$$

Să notăm cu $F(h)$ funcționala:

$$F(h) = S_2^2(t_0) - \lambda^2\, m_2\{\eta_2(t)\} \leqslant 0, \qquad (9)$$

unde semnalul egalității va avea loc numai pentru sistemul liniar care va maximaliza raportul semnal-zgomot.

Funcționala (9) o vom scrie sub altă formă presupunînd că filtrul are un cîștig normalizat, adică $S_2(t_0) = 1$, și anume:

$$F(h) = 1 - \lambda^2\, m_2\{\eta_1(t)\} \leqslant 0, \qquad (10)$$

condiția introdusă de normalizare fiind:

$$S_2(t_0) = \int_0^T h(\tau)\, S_1(t_0 - \tau)\, d\tau = 1. \quad (11)$$

Sau înlocuind pe (8) în (10) avem:

$$F(h) = 1 - \lambda^2 N_0 \int_0^T h^2(u)\, du \leqslant 0, \quad (12)$$

de unde rezultă că extremum-ul lui $F(h)$ este dat de extremumul-ul lui:

$$J = N_0 \int_0^T h^2(\tau)\, d\tau = \int_0^T E(\tau)\, d\tau, \quad (13)$$

unde am notat $E(\tau) = N_0 h^2(\tau)$

și condiția:

$$K = \int_0^T h(\tau)\, S_1(t_0 - \tau)\, d\tau = \int_0^T G(\tau)\, d\tau = 1, \quad (14)$$

unde am notat $G(\tau) = h(\tau)\, S_1(t_0 - \tau)$.

Ținînd seama de teorema lui Euler, care spune că dacă $h(\tau)$ nu este o extremală a lui K, atunci există o constantă μ astfel încît $h(\tau)$ este o extremală a integralei:

$$L = \int_0^T H(\tau)\, d\tau, \quad (15)$$

unde:

$$H(\tau) = E(\tau) + \mu G(\tau). \quad (16)$$

Extremum-ul integralei L este dat de funcția $h(\tau)$ care verifică ecuația diferențială:

$$H_h - \frac{d}{d\tau} H_{h'} = 0, \quad (17)$$

unde H_h este derivata lui H în raport cu h, iar $H_{h'}$ este derivata lui H în raport cu h', care în cazul nostru este nulă, astfel că (17) devine:

$$\frac{dH}{dh} = 0, \quad (18)$$

unde:

$$H = E(\tau) + \mu G(\tau) = N_0 h^2(\tau) \mu h(\tau)\, S_1(t_0 - \tau), \quad (19)$$

deci:

$$2 N_0 h(\tau) + \mu S_1(t_0 - \tau) = 0, \quad (20)$$

respectiv, notînd cu $K = \frac{\mu}{2}$, avem:

$$\begin{aligned} h(\tau) &= \frac{K}{N_0} S_1(t_0 - \tau) \quad \text{pt.} \quad 0 \leqslant \tau \leqslant T, \\ h(\tau) &= 0 \qquad\qquad\quad \text{pt.} \quad \tau < 0,\ \tau > T. \end{aligned} \quad (21)$$

Deci filtrul a cărui funcție de pondere este egală cu forma semnalului (numit și filtru adaptat) dă la ieșire raportul maximum între semnal și zgomot.

Semnalul la ieșirea din filtrul adaptat este dat de (1) în care introduce pe (21), adică:

$$S_2(t) = \frac{K}{N_0} \int_0^T S_1(t_0 - \tau)\, S_1(t - \tau)\, d\tau. \quad (22)$$

Notînd cu $R_1(t - t_0)$ funcția de autocorelație a semnalului:

$$R_1(t - t_0) = \frac{1}{T} \int_0^T S_1(t_0 - \tau)\, S_1(t - \tau)\, d\tau, \quad (23)$$

avem:

$$S_2(t) = \frac{KT}{N_0} R_1(t - t_0), \quad (24)$$

adică semnalul la ieșirea din filtrul adaptat este egal cu funcția de autocorelație a semnalului la intrare.

Dat fiind că funcția de corelație are valoarea maximă pentru argumentul zero, rezultă că valoarea maximă a semnalului are loc pentru $t = t_0$:

$$S_2(t_0) = \frac{KT}{N_0} R_1(0), \quad (25)$$

unde $TR_1(0)$ reprezintă energia semnalului, $R_1(0)$ fiind energia medie pe unitatea de timp.

Din relația (25) se vede că valoarea maximă a semnalului la ieșire nu depinde de forma semnalului, ci numai de energia acestuia.

În intervalele de timp de durată T, cînd semnalul util este nul, la ieșirea din filtru vom avea un semnal dat de relațiile (2) și (21), care constituie tocmai funcția de corelație reciprocă între semnal și zgomot.

Dacă timpul de integrare T ar fi infinit această funcție ar fi nulă fiindcă semnalul și zgomotul sînt procese independente. Din cauza timpului finit de integrare însă, funcția de corelație reciprocă, respectiv semnalul la ieșire, nu va fi nul, fapt care va putea duce la erori în aprecierea prezenței sau absenței semnalului util, respectiv la erori de cod.

Din punct de vedere practic forma semnalului utilizat nu este indiferentă; dintre semnalele de aceeași energie vom alege pe acelea care au o lărgime de bandă mai mică, care au o formă ce permite fără complicații deosebite să se realizeze filtrul adaptat și, în măsura posibilității, funcția de autocorelație a semnalului trebuie să aibă un maximum mai plat pentru a ușura problema sincronizării, respectiv a preciziei necesare la determinarea parametrului t_0.

BIBLIOGRAFIE

[1] Levin B. R. *Teoria sluciainih proțesov i eo primenenie v radiotehnike.* „Sovetskoe Radio", 1960.

[2] Vainștein, Zubakov. *Videlenie signalov na fone clucisinih pomeh.* „Sovetskoe Radio", 1960.

[3] Davenport W. B., Root W. L. *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise.* „Mc. Grow Hill", 1958.

Prof. ing. PAUL POSTELNICU

Calculul distanței admisibile între repetoarele sistemelor telefonice de curenți purtători de pe linii aeriene

CZ 621.395.64

Problema aceasta este deosebit de importantă, atît pentru planurile de dezvoltare, cît și pentru proiectele de echipare a liniilor aeriene cu sisteme de curenți purtători. Ea este însă puțin cunoscută și asupra ei există unele păreri greșite sau confuzii, datorită în parte faptului că literatura în acest domeniu este foarte săracă și incompletă.

Este de observat că pentru sistemele telefonice pe cabluri simetrice sau coaxiale există norme precise în ceea ce privește calculul distanței dintre repetoare.

Astfel, pentru proiectele privind sistemele pe cabluri se pot folosi ca norme de bază „Circuitele fictive de referință", corespunzătoare, ce figurează de multă vreme printre recomandările Comitetului Consultativ Internațional Telegrafic și Telefonic (CCITT). Circuitul fictiv de referință pentru sistemele cu 12 căi pe linii aeriene a fost elaborat de CCITT mult mai tîrziu (în ultimii cinci ani). Această recomandare nu este însă completă și nu convine în toate situațiile.

Dificultatea provine din faptul că atît atenuarea liniilor aeriene, cît și zgomotul în căi, variază foarte mult în timp și de la regiune la regiune, în funcție de condițiile atmosferice.

In prezenta lucrare se va analiza sumar problema zgomotului pe liniile aeriene și se vor deduce bazele calculului distanței între repetoarele de linie, ținîndu-se seama de recomandările CCITT [1], de instrucțiunile sovietice [2] și de unele măsurători făcute la noi.

Zgomotele mai importante ce apar într-o cale a unui sistem funcționînd pe linie aeriană sînt următoarele:

— Zgomotul de diafonie (liniară), datorit căilor corespunzătoare din celelalte sisteme de pe linie.

— Zgomotul de intermodulație sau de diafonie neliniară, provenit din celelalte căi ale sistemului prin intermodulația ce ia naștere în elementele de grup neliniare (îndeosebi în amplificatoarele de linie).

— Zgomotul de fond al amplificatoarelor, compus din zgomotul termic, zgomotul tuburilor sau tranzistoarelor și zgomotul dat de sursele de alimentare.

— Zgomotul avînd sursa în afara liniei, denumit și zgomot extern, compus din zgomotul atmosferic static, zgomotul datorit liniilor de energie vecine, zgomotul dat de radiocomunicații etc.

Legătura dintre aceste zgomote și distanța între repetoare este următoarea.

Zgomotul de diafonie se datorește în cazurile normale aproape în întregime telediafoniei. Zgomotul ce se introduce în calea telefonică prin diafonie nu depinde astfel de atenuarea secțiunii de amplificare, nici de nivelurile relative la ieșirea și intrarea în repetoare, deoarece atît semnalul util (curenții de convorbire), cît și curenții de diafonie (de telediafonie) se atenuează în linie și se amplifică în repetor la fel. Această concluzie rezultă de altfel și din relația care ne dă *abaterea telediafonică*. Zgomotul de diafonie depinde deci numai de cuplajele pe unitatea de lungime și de lungimea liniei utilizate (numărul secțiunilor de amplificare).

Acest rezultat este valabil, bineînțeles, numai dacă nivelul relativ este același pe toate căile din sistemele de pe linie, ale căror benzi de frecvență coincid (parțial sau în întregime). Acest zgomot poate fi micșorat numai printr-o mai bună simetrizare a circuitelor fizice și prin diferite metode auxiliare (decalarea și inversarea benzilor de frecvență ale căilor etc.). Este complet greșită părerea că, dacă se mărește distanța între amplificatoare sau se micșorează nivelul relativ la ieșirea acestora, va crește zgomotul de diafonie. De asemenea, creșterea atenuării circuitelor de pe liniile aeriene datorită condițiilor climatice (ploaie, chiciură, polei) nu aduce o creștere a zgomotului de diafonie (datorit telediafoniei). Bineînțeles, în caz de depuneri intense, însoțite și de vînt, apare o diafonie suplimentară în urma disimetriilor introduse. Zgomotul de diafonie nu crește însă sensibil pe vremea umedă, care este luată în considerare, așa cum se va vedea în calculul distanței între repetoare.

Zgomotul introdus în cale prin intermodulație (difonie neliniară) depinde de nivelul relativ la ieșirea din amplificatoare și de coeficienții de atenuare a distorsiunilor neliniare ai amplificatoarelor, notați de obicei cu a_{k2} și a_{k3}. Dacă se presupune adîncimea reacției negative a repetoarelor aceeași la toate repetoarele, independent de lungimea secțiunilor de amplificare (reglajul cîștigului nu se face prin reacția negativă), coeficienții a_{k2} și a_{k3} rămîn constanți. În acest caz, puterea zgomotului de intermodulație este constantă (independent de lungimea secțiunii de amplificare) și puterea totală (dată de toate secțiunile) este proporțională cu numărul secțiunilor de amplificare, deci invers proporțională cu lungimea *medie* a acestora. Aceasta este situația obișnuită la sistemele de pe liniile aeriene și este de observat că, pentru aceste sisteme eroarea ce se face presupunînd că zgomotele de intermodulație din diferitele secțiuni de amplificare se adună ca putere este neglijabilă. Acest zgomot nu este

deci influențat prin faptul că o secțiune este mai lungă sau mai scurtă, ci depinde, așa cum s-a mai spus, de lungimea medie a secțiunii de amplificare, ceea ce este foarte important pentru situarea stațiilor de repetoare. Nivelul zgomotului la extremitatea căii considerate, provenit prin intermodulația în repetoare, crește cu logaritmul numărului secțiunilor de amplificare. Deoarece în cazul sistemelor pe linii aeriene acest număr este mic, zgomotul de intermodulație nu este luat în considerare în calculul distanței admisibile între repetoare.

În cazul cînd micșorarea cîștigului repetorului, impusă de micșorarea lungimii secțiunii de amplificare față de cea normală, se realizează prin reacția negativă, se micșorează puterea zgomotului de intermodulație dat de un repetor în aceeași proporție în care crește numărul acestora. În modul acesta, zgomotul de intermodulație rămîne constant. Această metodă se aplică în cazul sistemelor pe cablu, în măsura posibilității de reglare a cîștigului prin reacția negativă.

Zgomotul termic și zgomotele exterioare au la intrarea în repetorul considerat un nivel care nu depinde nici de distanța între amplificatoare, nici de intensitatea semnalelor transmise.

Astfel, într-o cale telefonică cu banda transmisă de la 300 — 3 400 Hz la temperatura de 20°C, nivelul puterii psofometrice a zgomotului termic, la intrarea în repetor, este de —15,9 N. Zgomotul propriu al tubului electronic sau al tranzistoarelor din amplificator mărește zgomotul de fond echivalent, raportat la intrarea repetorului, în cazurile curente, respectiv cu circa 0,2 N și 0,5÷1,0 N. Nivelul zgomotului de fond echivalent la intrarea în repetor are în acest caz valoarea de —15,7, în cazul utilizării tuburilor electronice și —15,4÷—14,9, în cazul utilizării tranzistoarelor.

Zgomotele externe au de asemenea la intrarea în repetor un nivel care este practic independent de lungimea secțiunii de amplificare. Aceste zgomote se introduc de-a lungul liniei în mod uniform, dacă se consideră media în timp. Să considerăm că puterea medie a zgomotului ce se introduce în linie pe unitatea de lungime a unei secțiuni de amplificare este P_1. Puterea introdusă pe întreaga secțiune, la capătul acesteia este dată de relația:

$$P_l = \int_0^l P_1 \, e^{-2\alpha x} \, dx = P_1 \frac{1 - e^{-2\alpha l}}{2\alpha},$$

unde l este lungimea secțiunii și α, constanta de atenuare medie în banda frecvențelor transmise în linie a căii considerate.

Se vede că dacă atenuarea secțiunii, αl, este mai mare de circa 2N, avem:

$$P_l \simeq \frac{P_1}{2\alpha} = \text{const.}$$

cu o eroare mai mică de 2%.

Nivelul acestui zgomot (în bandă de frecvențe a unei căi) este situat în jurul valorii de —9,5 N. Zgomotul extern este deci mult mai puternic decît zgomotul de fond și în calculul distanței între repetoare se ia în considerație numai acest zgomot.

Să considerăm o secțiune de amplificare, i, oarecare, a cărei lungime o notăm cu l_i.

Notăm cu n_z nivelul zgomotului extern, ca putere psofometrică și cu n_1, nivelul relativ la extremitatea receptoare a secțiunii. Dacă la această extremitate avem un cablu de intrare, notăm cu n_1 nivelul relativ în punctul de joncțiune între linia aeriană și cablu. Mărimea,

$$\Delta_{zi} = n_1 - n_z, \tag{1}$$

adică diferența între nivelul relativ și nivelul zgomotului, o denumim abatere între semnal și zgomot.

Zgomotul pe care-l găsim la extremitatea căii, provenit din zgomotul extern introdus pe secțiunea i, are puterea psofometrică, raportată la punctul de nivel relativ zero

$$P_{zi} = e^{-2\Delta_{zi}}.$$

Zgomotul în cale, introdus pe cele N secțiuni de amplificare ale circuitului, are deci în punctul de nivel relativ zero puterea:

$$P_{z0} = \sum_{i=1}^{N} P_{zi} = \sum_{i=1}^{N} e^{-2\Delta_{zi}} \text{ [mW]}. \tag{2}$$

În cazul teoretic al unui circuit cu N secțiuni identice, deci cu același n_1, avem:

$$\Delta_{zi} = \text{const. și}$$
$$P_z = N \, e^{-2\Delta_{zi}} \text{ [mW]} \tag{3}$$

și abaterea între semnal și zgomotul din cale, provenit din zgomote externe, are valoarea:

$$\Delta_{z0} = \frac{1}{2} \ln \frac{1\,\text{mW}}{P_{ze}} - \frac{1}{2} \ln \frac{1}{N e^{-2\Delta_{zi}}} = \Delta_{zi} - \frac{1}{2} \ln N \tag{4}$$

Dacă notăm, ca în figura 1, cu n_2 nivelul relativ la ieșirea din repetor, cu l_c, l_e, l_a lungimea cablurilor de intrare și a liniei aeriene, cu α_c și α_a, constantele de atenuare ale cablului și liniei aeriene, rezultă:

$$n_1 = n_2 - \alpha_c l_c - \alpha_a l_a. \tag{5}$$

Ținînd seama de (1), deducem:

$$\Delta_{zi} = n_1 - n_z = n_2 - \alpha_c l_c - \alpha_a l_a - n_z. \tag{6}$$

În cazul teoretic a N secțiuni de amplificare de aceeași lungime l, fără cabluri de intrare, avem:

$$\Delta_{zi} = n_2 - \alpha l - n_z. \tag{7}$$

Notînd cu L lungimea circuitului, rezultă $N = L/l$ și ținînd seama de (4), deducem:

$$\Delta_{z0} = n_2 - \alpha l - n_z - \frac{1}{2}\ln\frac{L}{l}. \qquad (8)$$

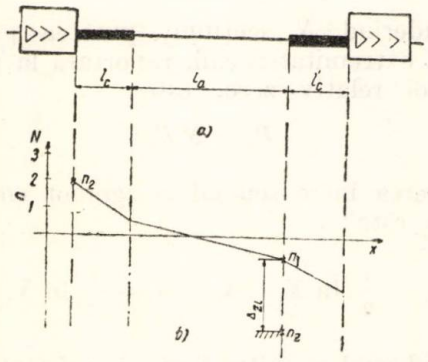


Fig. 1:
a — secțiune de amplificare, cuprinzînd o porțiune de linie aeriană și două cabluri de intrare; *b* — diagrama nivelului relativ pe secțiune.

Din această relație, rezultă că lungimea maximă admisibilă a secțiunii de amplificare l este determinată de:

— abaterea admisibilă Δ_{z0}, dintre semnal și zgomotul în cale provenit din zgomotele externe;

— nivelul relativ la ieșirea din repetoare.

Nivelul relativ la ieșirea din repetoare, pentru sistemele cu 3 și 12 căi pe linii aeriene, este fixat de normele CCITT la valoarea de 2 N sau 17 dB.

Această valoare a rezultat din următoarele considerente.

Să presupunem un circuit aerian de lungime $L = 2\,500$ km, cu conductori de cupru de 3 mm și distanța între fire de 20 cm. Atenuarea circuitului, pe vreme umedă, la frecvența de 150 kHz este de circa 78 N. Așa cum se va arăta mai jos, pentru abaterea admisibilă Δ_{z0}, putem lua o valoare de circa 6 N. Dacă presupunem că pe linie avem un singur amplificator acesta va trebui să aibă cîștigul de 78 N, iar nivelul la ieșire [rezultă din relația (8)]:

$$n_2 = \Delta_{z0} + \alpha l + n_z = 6 + 78 - 9 = 75\,\text{N}.$$

În acest caz, avem deci nevoie de un amplificator cu cîștigul de 78 N și nivelul la ieșire de 75 N, corespunzător unei puteri de 10^{59} kW. Evident această soluție nu este realizabilă. Costul repetoarelor, repartizat pe km de linie, scade cu cît scade lungimea secțiunii de amplificare pînă la un minimum, după care începe să crească, deoarece scăderea costului pe amplificator nu mai compensează cheltuielile rezultate din creșterea numărului de stații de repetoare pe km. Aceste considerente economice și o serie de considerente tehnice și de exploatare tehnică, au dus la valoarea de 2 N, a nivelului relativ la ieșire din repetoare, menționată mai sus.

Puterea psofometrică admisibilă în cale și repartizarea provenienței ei între linie și echipament sînt date prin avizele CCITT. Pentru construcția și instalarea sistemelor de curenți purtători, astfel ca zgomotul în căile telefonice realizate pe aceste sisteme să nu aducă o scădere sensibilă a calității transmisiei telefonice, s-au stabilit de CCITT norme pentru circuite fictive de referință. Acestea sînt circuite imaginate, de o anumită lungime și presupuse realizate pe un număr anumit de sisteme de curenți purtători în tandem. Atît lungimea, cît și numărul de sisteme de curenți purtători, în tandem, corespund în mare circuitelor existente foarte lungi, frecvente în rețelele internaționale. CCITT a stabilit circuite fictive de referință pentru principalele tipuri de sisteme telefonice: sisteme pe cablu simetric, pe cablu coaxial, pe linie de radiorelee și sisteme cu 12 căi pe linii aeriene. Circuitul fictiv de referință pentru sisteme cu 12 căi pe linii aeriene este dat în avizul CCITT, G311 [1]. Circuitul este realizat pe trei sisteme de curenți purtători, distanța între terminalele extreme fiind de 2 500 km.

Puterea psofometrică medie (admisibilă la extremitatea fiecărei căi, raportată la nivelul relativ zero, este de 20 000 pW într-o oră oarecare, pe timp umed.

Se recomandă să se repartizeze această putere astfel:

— pentru zgomotul provenit din linie (linii și repetoare), 17 500 pW.

— pentru zgomotul provenit din echipamentele terminale sau echipamentele de modulare și de modulare de grup, intermediare (între terminale), 2 500 pW.

Se menționează că amplificatorul de emisie și de recepție nu sînt socotite ca făcînd parte din echipamentul terminal.

În avizul G311 se menționează că se lasă deplină libertate constructorilor și proiectanților legăturilor, asupra repartizării zgomotului total între zgomotul de fond, cel de intermodulație și cel de diafonie. Această mențiune este asemănătoare celei de la circuitele fictive de referință pentru cablu. În cazul liniilor aeriene, ea este eronată, deoarece aici apare încă o categorie de zgomote și anume zgomotele externe, mult mai puternice decît zgomotul de fond și cel de intermodulație de exemplu și care este determinant pentru distanța admisibilă între repetoare.

Ținînd seama de performanțele obișnuite ale simetrizării liniilor aeriene, de condițiile impuse în această privință de normele CCITT și de condițiile climatice din țara noastră, putem utiliza următoarea repartiție a zgomotului în linie, pînă la stabilirea normelor corespunzătoare pe linie internațională sau națională:

— zgomotul de diafonie 7 500 pW (−5,90 N);

— zgomotul de fond și cel de intermodulație 2 500 pW (−6,45 N);

— zgomote externe 7 500 pW (−5,90 N).

Pentru un circuit de lungime L km, se admit valorile de mai sus, în proporția $L/2\,500$. În mod logic, această repartiție trebuie făcută în modul următor. Ținînd seama de normele CCITT privind abaterea telediafonică, se calculează zgomotul de diafonie, pe un circuit lung de 2 500 km, în ipoteza unei linii cu 3—4 traverse, toate circuitele fiind presupuse baze de sisteme cu 12 căi. Se scade puterea psofometrică rezultată din acest calcul din valoarea admisibilă de 17 500 pW și restul se împarte între zgomote externe și cele de fond și intermodulație. Pentru acestea din urmă se poate lua cifra de 2 500 pW, care este acoperitoare, rămînînd o oarecare rezervă pentru alte zgomote, care nu au fost considerate.

În cele de mai jos, se va proceda invers, în sensul că se va verifica dacă valoarea de 7 500 pW pentru zgomotul de diafonie este sau nu depășită, dacă se respectă normele CCITT, privind diafonia.

Abaterea între semnal și *zgomotul de diafonie*, poate fi calculată în modul următor:

Să presupunem că pe linia considerată funcționează două sisteme cu 12 căi și că benzile de frecvență ale căilor coincid. Zgomotul de diafonie este în mod normal maxim în calea cu cea mai înaltă frecvență. Considerăm această cale dintr-un sistem ca perturbatoare și din celălat sistem ca perturbată. Ca nivel al semnalului transmis în calea perturbatoare, vom lua nivelul mediu, conform normelor CCITT, de —1,73 N (în punctul de nivel relativ zero), pe care-l notăm cu n_s.

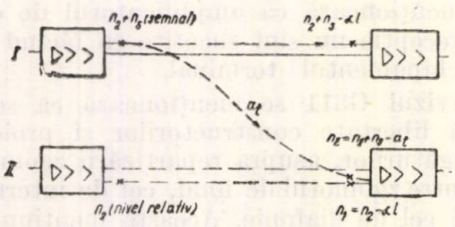


Fig. 2. Pătrunderea zgomotului de telediafonie din calea I în calea II.

Considerînd ca în figura 2 o secțiune de amplificare, zgomotul de diafonie introdus pe această secțiune, la extremitatea de recepție, are nivelul:

$$n_z = n_2 + n_s - a_t = n_2 + n_s - \alpha l - \Delta_t, \quad (9)$$

unde:

n_2 este nivelul relativ la ieșirea din repetor;
a_t — atenuarea telediafonică (inclusiv cea rezultată din paradiafonie, prin reflexii);
Δ_t — abaterea telediafonică.

Nivelul relativ în acest punct fiind $n_1 = n_2 - \alpha l$, rezultă o abatere între acesta și zgomot

$$\Delta_i = n_1 - n_z = \Delta_t - n_s, \quad (10)$$

(ceea ce era de prevăzut) și o putere a zgomotului, raportată la punctul de nivel relativ zero

$$P_i = e^{-2\Delta i} \text{ [mW]}. \quad (11)$$

Considerînd N secțiuni, puterea psofometrică la extremitatea căii, raportată la punctul de nivel relativ zero, este:

$$P_z = N P_i$$

și abaterea între semnal și zgomot corespunzătoare este:

$$\Delta_z = \Delta_i - \frac{1}{2} \ln N = \Delta_t - n_s - \frac{1}{2} \ln N. \quad (12)$$

Considerînd circuitul fictiv de referință ($L = 2\,500$ km) și lungimea secțiunii de amplificare $l \simeq 100$ km, vom lua $\Delta_t = 7{,}5$ N, conform avizului CCITT G313 și $n_s = -1{,}7$ N.

Conform relației (12) rezultă:

$$\Delta_z = 7{,}6 \text{ N}.$$

Considerînd acum influența a trei căi perturbatoare situate pe circuitele fizice vecine (față de care avem o abatere telediafonică minimă), rezultă o abatere:

$$\Delta_{3z} = \Delta_2 - \frac{1}{2} \ln 3 = 7{,}0 \text{ N}.$$

Dacă vom considera o linie echipată cu un maximum de 20 de sisteme și că abaterea telediafonică între un circuit și fiecare din celelalte are valoarea mediană de 7,5 N, rezultă o abatere între semnal și zgomot de 6,1 N, corespunzătoare unei puteri psofometrice de circa 5 000 pW, în punctul de nivel relativ zero.

Această situație, în aparență favorabilă, rezultă din ipotezele de calcul recomandate de CCITT, în sensul că se consideră valoarea puterii psofometrice medii într-o oră oarecare. În cursul unei convorbiri, puterea medie a semnalelor transmise este însă cu circa 0,7 N mai mare decît puterea medie a semnalelor din ora cea mai încărcată. În cazul sistemelor pe cablu simetric, ipoteza CCITT este pe deplin justificată deoarece, ca urmare a amestecului cuartelor, puterea psofometrică datorită diafoniei nu variază mult în decursul orelor de vîrf al traficului. Această afirmație este cu atît mai exactă cu cît numărul perechilor echipate cu sisteme este mai mare.

În cazul sistemelor pe linii aeriene, diafonia între două sisteme variază mult cu poziția celor două circuite fizice suport unul față de celălalt. De asemenea, sînt frecvente liniile aeriene pe care avem un număr relativ redus de sisteme cu 12 căi.

Considerînd pentru linii aeriene $n_s = -1{,}7 + +0{,}7 \simeq -1\text{N}$ şapte circuite perturbatoare (două traverse cu opt suporturi), avem:

$$\Delta_z = \Delta_t - n_s - \frac{1}{2}\ln N + \frac{1}{2}\ln 7 \simeq 7{,}5 + +1 - 1{,}5 - 1 = 6\ \text{N}.$$

Este de observat că maximele nivelului semnalului în punctul de nivel relativ zero, chiar în circuitele cu limitatoare de amplitudine, au valoarea de circa 0,3 N. Luînd $n_s = +0{,}3$, rezultă o putere psofometrică (măsurată pe intervale foarte scurte) cu maxime avînd nivelul de −5,6 N, în punctul de nivel relativ zero, chiar în ipoteza unui singur circuit perturbator.

Aceste vîrfuri de diafonie sînt periculoase îndeosebi pentru impulsurile de selecţie în reţeaua telefonică sau telegrafică automată sau semiautomată şi evident pentru transmisiile de date şi telegrafice.

Rezultă din cele arătate că se poate lua numai ca o cifră provizorie, propusă mai sus, repartizarea zgomotului între diferite cauze. De asemenea această repartizare este justificată dacă abaterea telediafonică pe o secţiune de repetoare, aşa cum s-a arătat, este mai mare de circa 7,5 N, valoare care nu se poate obţine decît prin transpuneri corespunzătoare şi o construcţie extrem de îngrijită.

Distanţa între repetoare trebuie astfel calculată încît, pe un circuit cu lungimea de 2 500 km, puterea psofometrică datorită zgomotelor externe să nu depăşească 7 500 pW (raportată la nivelul relativ zero) sau la un circuit de lungime L km, valoarea $3\ L$ pW.

Zgomotele externe au o repartiţie întîmplătoare în timp şi de-a lungul liniei. Dacă se face abstracţie de vîrfurile ce apar relativ rar, rezultă o medie suficient de constantă pentru o regiune şi o lună dată.

Nivelul acestui zgomot variază puţin în gama frecvenţelor transmise în linie de sistemele cu 12 căi.

La noi s-au făcut puţine măsurători ale acestui zgomot, însă ţinînd seama de măsurătorile făcute în alte ţări, se poate lua provizoriu ca valoare medie a acestui zgomot nivelul de −9,5 N.

Aplicînd formula (8), în cazul unui circuit cu fire de cupru de diametru 3 mm, cu distanţa între ele de 20 cm, cu atenuarea pe vreme umedă, la 150 kHz, de 0,033 N/km şi punînd $n_2 = +2$ N, $n_z = -9{,}5$ N, $\Delta_z = 5{,}9$, rezultă $l \simeq 125$ km.

Acest rezultat ne dă o indicaţie generală asupra distanţei admisibile între repetoarele sistemelor.

În cazurile practice, se poate proceda în modul următor:

Se fixează provizoriu staţiile de repetoare ale sistemelor cu 12 căi, situate astfel ca să nu se depăşească în general lungimea de 125 km între staţii, ţinîndu-se seamă şi de lungimea echivalentă (transformată în km de linie aeriană, cu aceeaşi atenuare), pentru sensul de transmisie A-B, a cablului de intrare de la ieşirea din repetor sau a cablurilor intercalate de-a lungul liniei (cu excepţia cablului de la intrarea în repetor).

Se calculează puterea psofometrică în calea cu frecvenţă cea mai înaltă (circa 145 kHz), introdusă pe fiecare secţiune de amplificare, datorită zgomotelor externe şi se verifică dacă pe întreg circuitul nu se depăşeşte valoarea de $3\ L$ pW, unde L este lungimea circuitului în km.

Tabela 1

Abaterea semnal-zgomot şi puterea psofometrică, introdusă pe o secţie de amplificare cu atenuarea a_s

a_s N	$n_1 = 2 - a_s$ N	$\Delta_z = n_1 - 9{,}5$ N	$P_z = c^{-2\Delta_z}$ pW
3	−1,0	8,5	40
3,1	−1,1	8,4	50
3,2	−1,2	8,3	60
3,3	−1,3	8,2	75
3,4	−1,4	8,1	90
3,5	−1,5	8,0	110
3,6	−1,6	7,9	135
3,7	−1,7	7,8	170
3,8	−1,8	7,7	200
3,9	−1,9	7,6	250
4,0	−2,0	7,5	300
4,1	−2,1	7,4	370
4,2	−2,2	7,3	450
4,3	−2,3	7,2	550
4,4	−2,4	7,1	670
4,5	−2,5	7,0	830
4,6	−2,6	6,9	1 000
4,7	−2,7	6,8	1 200
4,8	−2,8	6,7	1 490
4,9	−2,9	6,6	1 810
5	−3	6,5	2 200
6	−4	5,5	16 600
9	−7	2,5	$6{,}7 \cdot 10^6$

În tabela 1 se dă valoarea puterii psofometrice datorită zgomotelor exterioare, de nivel − 9,5 N, pentru diferite atenuări ale secţiunii de amplificare (secţiunea de linie aeriană şi cablurile de pe secţiune, cu excepţia celui de la capătul secţiunii, în sensul de transmisie A-B).

Din tabela 1 se vede că puterea psofometrică atinge valori, în general neadmisibile, pentru atenuări a_s, mai mari de circa 4,5 N.

În figura 3 se dă ca exemplu de calcul un sistem de curenţi purtători cu 12 căi, pe linie aeriană, avînd atenuarea pe vreme umedă la 150 kHz de circa 33 mN/km. Presupunem cabluri de intrare cu conductori de cupru de diametru 1,2 mm, constanta C = 26,5 nF/km şi atenuarea de circa 260 mN/km la 150 kHz. Considerînd frecvenţa de 150 kHz, în loc de 145 kHz se face o eroare acoperitoare.

Din figura 3 se vede că zgomotul atmosferic introdus în calea cu frecvenţa cea mai înaltă, în sensul Braşov-Oradea, este de 870 pW sau repartizat pe km, de 1,7 pW/km.

Rezultă că zgomotul este sub limita admisibilă considerată mai sus, însă în acelaşi timp se observă influenţa mare a unei secţiuni lungi.

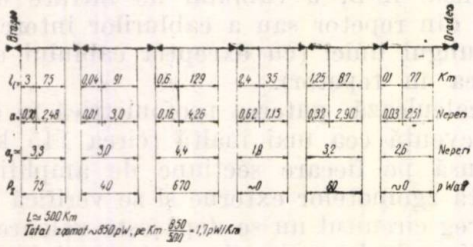


Fig. 3. Cale de transmisiune funcţionînd pe o linie aeriană.

Din tabela 1 rezultă că, în cazul depunerilor (atenuări foarte mari), zgomotul extern pătruns în căi este foarte mare, depăşind cu mult, în cazurile normale, celelalte zgomote.

După ce ne-am asigurat că nu se depăşesc limitele în ceea ce priveşte zgomotul, este necesar să se verifice dacă în cazul depunerilor obişnuite de chiciură sau polei, atenuarea secţiunii de amplificare nu depăşeşte cîştigul amplificatoarelor de linie.

În regiunile unde depunerile abundente sînt frecvente, acestea pot limita lungimea secţiunilor de amplificare sub valorile ce rezultă din condiţiile de zgomot. Bineînţeles, nu trebuie să considerăm maximele de depuneri ce apar foarte rar, deoarece aceasta ar duce la distanţe neeconomice. Pentru a putea aprecia însă în ce măsură trebuie să se ţină seama de depuneri, este nevoie să se considere situaţia statistică a acestora în diferite regiuni ale ţării.

CONCLUZII

Distanţa ntre repetoarele sistemelor de curenţi purtători pe linii aeriene este determinată de condiţia de a nu se depăşi limita admisă pentru zgomotele externe, dacă asigurarea transmisiei, în caz de depuneri de chiciură şi polei, nu impune distanţe mai mici.

Pentru a se putea face aceste calcule, este necesar în primul rînd să se facă o măsurătoare a zgomotelor externe în diferite regiuni şi să se întocmească o hartă cu situaţia statistică a depunerilor pe regiuni.

Cunoscînd aceste date, se poate îndeosebi stabili dacă se pot sau nu admite secţiuni de amplificare de lungimi relativ mari, cerute de diferite împrejurări, ca situaţia localităţilor etc.

BIBLIOGRAFIE

[1] CCITT. *Cartea roşie*, tom. III Geneva, 1961, p. 82—89,

[2] * * * *Sistemul telefonic de curenţi purtători cu 12 căi. tip V—12.* Trad. din l. rusă, Buc., Ed. Tehnică, 1956, p. 8—15.

Conf. ing. VASILE M. CĂTUNEANU
Candidat în ştiinţe tehnice

Problema toleranţelor şi erorilor de producţie în teoria siguranţei* în funcţionare a aparaturii radioelectronice

CZ 621.396 :621.38

Sînt numeroşi factorii care determină în procesul de fabricaţie abateri ale parametrilor pieselor şi aparatelor radioelectronice de la valorile nominale ale acestora.

Neomogenitatea materialelor de bază, variaţia regimurilor de prelucrare mecanică, termică, chimică, defectele diferitelor utilaje, scule, dispozitive şi verificatoare, erorile instrumentelor şi dispozitivelor de măsură, precum şi greşelile personalului de producţie fac inevitabile erorile de fabricaţie atît pentru elementele mecanice cît şi pentru elementele schemei electrice ale aparaturii radioelectronice.

Destinaţia şi condiţiile concrete de exploatare a aparaturii radioelectronice impun acesteia anumite condiţii tehnice, mai mult sau mai puţin severe, care fac admisibile erorile de producţie în anumite limite. Abaterile admisibile de la valorile nominale ale diferiţilor parametri ai pieselor şi aparaturii radioelectronice se numesc *toleranţe*.

Erorile de producţie în afara toleranţelor afectează siguranţa în funcţionare a aparaturi, determinînd ieşirea parţială sau totală din funcţiune a acesteia.

Orice ieşire din funcţiune se numeşte *refuz**.

Datorită destinaţiei şi condiţiilor de exploatare diferite, elementele** aparaturii radioelec-

* *Siguranţa* (Надёжность, Reliability) reprezintă „proprietatea sistemului (elementului sistemului) determinată, în principal, de funcţionarea fără refuz şi de posibilitatea de reparare şi care asigură îndeplinirea funcţiunii în măsura stabilită pentru sistem (element)" [1]. Aşadar indicii de bază ai noţiunii de siguranţă sînt: a) funcţionarea fără refuz; b) posibilitatea de reparare şi c) orice sistem sau element al acestuia are o destinaţie practică, ce constă în îndeplinirea funcţiunii într-o măsură dinainte determinată.

Această proprietate a aparaturii radioelectronice depinde în ultimă instanţă în mare măsură de calitatea fabricaţiei elementelor, care intră în componenţa acestei aparaturi.

* *Refuzul* (Отказ; Failure) se defineşte ca „evenimentul care reprezintă pierderea parţială sau totală a capacităţii de funcţionare" [1].

** Ca elemente ale aparaturii sînt considerate piesele cele mai simple, subansamblurile sau blocurile componente.

tronice se împart pe clase de precizie, fiecare clasă fiind caracterizată de anumite toleranțe.

Toleranțele mai strînse impun o tehnologie mai complexă, utilaje mai perfecționate, o calificare mai înaltă a personalului de fabricație, de multe ori un randament mai scăzut în fabricație (procent mai mare de rebuturi) și în final un preț de cost mai ridicat.

Pentru a obține precizia necesară în funcționarea aparaturii radioelectronice, proiectantul trebuie să determine, în procesul de proiectare, toleranțele pentru elemente pornind de la toleranțele date pentru caracteristicile tehnice ale aparaturii respective. Exagerarea clasei de precizie a elementelor va conduce la realizarea unui produs neeconomic. Neavînd o metodică de calcul al toleranțelor pentru elementele schemelor electronice, proiectantul este obligat să rezolve această problemă în mod empiric, adică să caute prin încercări (de calcul sau experimentale) combinația cea mai rațională a toleranțelor.

Însușirea unei metodici juste de calcul al toleranțelor va da posibilitatea proiectantului să asigure produsul din punctul de vedere al performanțelor în condiții economice.

Pe baza studierii unei serii de scheme radioelectronice, în ultimul timp a fost elaborată o astfel de metodică de calcul al toleranțelor. Aceasta reflectă particularitățile tehnologiei de fabricație a elementelor schemei, permițînd să se prevadă unele operații tehnologice suplimentare pentru asigurarea preciziei necesare în funcționarea diferitelor scheme, ca de exemplu: selecționarea unor piese după anumiți parametri, limitarea capacităților proprii ale montajului prin utilizarea schemelor de cablaj imprimate etc.

Cauzele erorilor de fabricație, raportate la un număr destul de mare de produse, sînt fenomene întîmplătoare și de aceea studiul erorilor se face pe baza calculului probabilităților și statisticii matematice, care operează cu mărimi întîmplătoare.

1. LEGEA DE DISTRIBUȚIE A ERORILOR DE FABRICAȚIE

Experiența a arătat că distribuția erorilor de fabricație se poate supune diferitelor legi, cea mai frecventă fiind legea distribuției normale sau legea lui Gauss.

Expresia analitică a curbei de distribuție după legea normală este:

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\, e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}, \qquad (1)$$

unde s-au adoptat următoarele notații:

$\varphi(x)$ — ordonatele curbei de distribuție;

x — devierea (abaterea) de la axa de simetrie a curbei de distribuție (sau de la centrul de grupare al distribuției);

σ — deviația medie pătratică[1*] sau deviația standard:

a — abscisa centrului de grupare (fig.1), care reprezintă valoarea medie a parametrului în cauză.

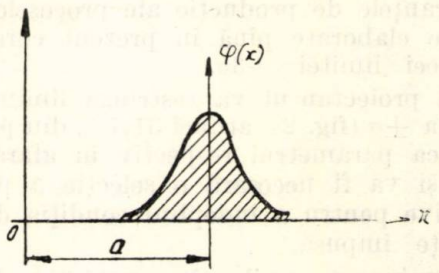


Fig. 1. Curba de distribuție după legea normală.

Distribuția normală a erorilor de fabricație este complet descrisă de valoarea medie a și de deviația medie pătratică σ. Limitele de la -3σ pînă la $+3\sigma$ includ 99,7 % din toate deviațiile posibile.

Admițîndu-se criteriul toleranțelor în limitele $\pm 3\sigma$ condiția unui bun reglaj al proceselor tehnologice și al utilajelor de fabricație se poate exprima prin (fig. 2):

$$\left.\begin{aligned} \Delta_{0i} &= a \\ \delta_i &= 3\sigma \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

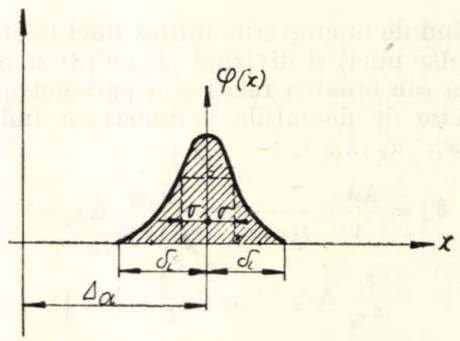


Fig. 2. Curba toleranțelor.

---

* În cazul distribuțiilor continue, deviația medie pătratică se calculează prin extragerea rădăcinii pătrate din dispersia D a variabilei aleatorii corespunzătoare [2]:

$$D = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{x})^2\, p(x)\, dx,$$

unde $\bar{x}$ este valoarea medie (speranța matematică) a variabilei aleatorii:

$$\bar{x} = \int_{-\infty}^{+\infty} x\, p(x)\, dx,$$

iar $p(x)$ este densitatea probabilității sau probabilitatea pentru care x este cuprins între x și $x + dx$.

unde s-au adoptat notațiile:

Δ_{0i} — abscisa mijlocului cîmpului de toleranțe pentru parametrul i, originea sistemului de coordonate fiind luată în raport cu parametrul nominal al piesei;

δ_i — jumătate din mărimea absolută a cîmpului de toleranțe pentru parametrul i.

Toleranțele de producție ale proceselor tehnologice elaborate pînă în prezent corespund de obicei limitei $\pm 3\sigma$.

Dacă proiectantul va restrînge limita toleranței la $\pm\sigma$ (fig. 2), atunci 31,7 % din produse vor avea parametrul respectiv în afara toleranței și va fi necesară o selecție a pieselor respective pentru a îndeplini condiția de performanțe impusă.

Determinarea erorilor în producția elementelor de aparatură radioelectronică se face prin metode statistice. Dar, într-o serie de cazuri, ele pot fi exprimate și analitic, cu un anumit grad de precizie [3], [4].

Astfel dacă legătura dintre un parametru A al elementului unei scheme electronice și alți parametri independenți între ei x_1, x_2 .... x_n, se poate pune sub forma unei funcții diferențiabile:

$$A = f(x_1,\ x_2,\ .....\ x_n), \qquad (3)$$

atunci se poate scrie:

$$dA = \frac{\partial f}{\partial x_1}\,dx_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2}\,dx_2 + \ldots + \frac{\partial f}{\partial x_n}\,dx_n. \qquad (4)$$

Trecînd de la creșterile infinit mici la creșteri finite (dar mici) și divizînd (4) cu (3) se obține deviația sau eroarea relativă a parametrului A în funcție de deviațiile parametrilor independenți x_1, x_2 ..... x_n:

$$\delta_A = \frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{f(x_1, x_2 \ldots x_n)}\left(\frac{\partial f}{\partial x_1}\,\Delta x_1 + \right.$$

$$\left. + \frac{\partial f}{\partial x_2}\,\Delta x_2 + \ldots + \frac{\partial f}{\partial x_2}\,\Delta x_n\right). \qquad (5)$$

Aplicînd relația (5) la cazul capacității C a unui condensator cu capacitate constantă cu dielectric și cu plăci plane dreptunghiulare*, precum și la cazul inductanței L a unei bobine cilindrice cu un strat **, se obține respectiv:

$$\delta_c = \frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} + \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta n}{n-1} - \frac{\Delta d}{d} + \frac{\Delta a}{a}; \qquad (6)$$

$$\delta_L = \frac{\Delta L}{L} = \frac{2\,\Delta D}{D} + \frac{2\,\Delta n}{n} - \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \mu}{\mu}. \qquad (7)$$

Aceste relații dau indicații în ce măsură anumite greșeli întîmplătoare de fabricație (dimensiunile plăcilor condensatorului, diametrul carcasei bobinei, numărul de spire etc.) contribuie la eroarea de fabricație relativă a capacității condensatorului și respectiv a inductanței bobinei.

În orice caz relațiile (6) și (7), deși nu dau indicații asupra distribuției erorilor de fabricație, demonstrează că deviațiile parametrilor de la valorile lor nominale nu pot fi constante în procesul de producție.

În proiectare trebuie să se mai țină seama și de faptul că valorile parametrilor elementelor schemelor radioelectronice pot varia în afara limitelor toleranțelor de fabricație datorită acțiunii factorilor climatici, a sarcinii (încărcării) electrice și a îmbătrînirii. Valorile limită ale acestor variații pot fi determinate, cu un anumit grad de aproximare, pe baza analizei rezultatelor încercărilor conform condițiilor tehnice, precum și pe baza analizei statistice în exploatare.

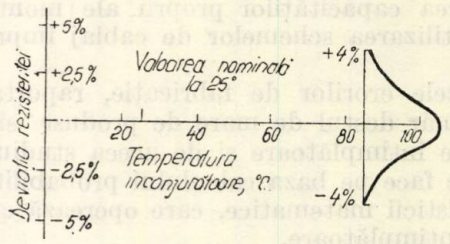


Fig. 3. Variația deviației reversibile a rezistenței în funcție de variația temperaturii mediului înconjurător.

În referatul din [5] sînt date toleranțele pentru unele produse utilizate în aparatura electronică a unei rachete (tabela 1 și 2).

---

* Capacitatea condensatorului este dată în acest caz de formula:

$$C = 8{,}85\,\frac{\varepsilon S(n-1)}{d}\,10^{-2}\ \text{pF},$$

unde:

ε este constanta dielectrică a materialului dielectric utilizat;

$S = ab$ — suprafața activă a unei plăci în cm²;

n — numărul de plăci

d — distanța între plăci în cm.

** Inductanța L este dată de formula:

$$L = \mu S\,\frac{0{,}4\pi\ n^2\ 10^{-8}}{l}\ \text{H},$$

unde:

S este suprafața secțiunii bobinei în cm² $= \dfrac{\pi D^2}{4}$

l — lungimea conductorului în cm;

n — numărul de spire și

μ — permeabilitatea magnetică.

Tabela 1

Toleranţele rezistenţelor şi capacităţii condensatoarelor faţă de valorile nominale, %

Cauzele deviaţiei parametrilor	Rezistenţe			Condensatoare	
	cu peliculă	de volum	de precizie	de hîrtie	de sticlă
Toleranţa de fabricaţie	±1	± 5	±0,25	±5	±5
Influenţa temperaturii:					
+125°C	−3,5	+11	+0,25	+5	+1,3
+ 85°C	−2,1	± 4	+0,15	+3	+0,8
− 54°C	+2,8	+12	−0,2	−6	−1,0
Influenţa îmbătrînirii	−0,4	−5±2	±0,2	±2	±1
Sarcina apropiată de cea nominală	−1,8	+7	+0,1	—	—
Tensiunea aplicată de 100 V (c.c.)	—	−1,4	—	—	—
Influenţa lipiturilor	—	−2	—	—	—
Umiditatea relativă de 95 % la 55°C timp de 100 ore	—	+10	—	—	—

Tabela 2

Toleranţele parametrilor tuburilor electronice de la valoarea nominală, %

Cauzele deviaţiei parametrilor	Panta		Curentul anodic		Coeficient de amplificare	
	minim	maxim	minim	maxim	minim	maxim
Toleranţa de fabricaţie	−8±10	+8±10	−10±10	+10±14	−8±7	+8±7
Micşorarea cu 10 % a tensiunii de încălzire a filamentului	−5±3	—	− 5±3	—	—	influenţează puţin
Creşterea cu 10 % a tensiunii de încălzire a filamentului	—	+5±3	—	+ 5±3	—	idem
Îmbătrînirea	−6±5	—	−10±5	—	—	2±3
Prima conectare	+10	+10	±10	±10	influenţează puţin	influenţează puţin

Observaţie.

a) Valorile *maxim* şi *minim* reprezintă limitele valorilor medii tolerate ale parametrilor tuburilor electronice.

b) Valorile cu semnul ± reprezintă distribuţii ale toleranţelor, iar valorile cu un singur semn reprezintă deviaţiile de la valorile nominale.

În figurile 3 şi 4 se exemplifică, după datele din tabelele 1 şi 2, deviaţiile reversibile ale rezistenţei cu variaţia temperaturii mediului ambiant şi respectiv ale pantei tuburilor electronice cu variaţia tensiunii filamentului.

Distribuţiile s-au presupus normale, iar valorile parametrilor cuprinse în limitele ±3σ.

În tabela 3 se arată toleranţele pentru rezistenţele de volum şi pentru panta tuburilor electronice, extrase din tabelele 1 şi 2 şi totalizate după regula: deviaţiile de la valorile nominale se adună algebric, iar distribuţiile statistic (rădăcina pătrată din suma pătratelor).

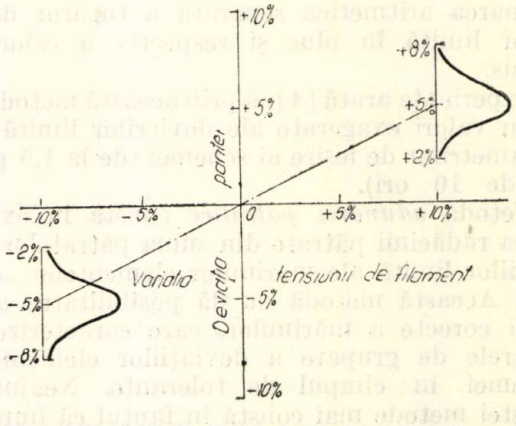


Fig. 4. Variaţia deviaţiei pantei tuburilor electronice în funcţie de variaţia tensiunii de încălzire a filamentului.

Tabela 3

Toleranţele rezistenţelor de volum şi a pantei tuburilor electronice de la valoarea nominală, %

Cauzele deviaţiei parametrilor	Rezistenţe de volum		Panta tuburilor electronice	
	minim	maxim	minim	maxim
Toleranţa de fabricaţie	±5	±5	−8±10	+8±10
Influenţa temperaturii. +85°C	±4	—	—	—
−54°C	—	+12	—	—
Îmbătrînirea	−5±2	—	−6±5	—
Lipituri	−2	−2	—	—
Variaţia cu ±10% a tensiunii de încălzire a filamentului	—	—	−5±3	+5±3
Prima conectare	—	—	±10	±10
TOTAL	−7±6,7	+10±5	−19±15	+13±15

2. CALCULUL TOLERANŢELOR SCHEMELOR RADIOELECTRONICE

Pe baza analizei statistice a datelor experimentale se cunosc deci erorile de producţie şi distribuţiile lor. Acum se pune problema calculului toleranţelor schemelor radioelectronice pe baza toleranţelor date ale elementelor. Există mai multe metode de calcul al deviaţiei parametrilor schemelor radioelectronice: metoda de *maximum-minimum*; metoda *adunării pătratice* şi metoda bazată pe principiile teoriei probabilităţilor.

Metoda de *maximum-minimum* constă în adunarea aritmetică separată a tuturor devierilor limită în plus şi respectiv a celor în minus.

Experienţa arată [4] că prin această metodă se obţin valori exagerate ale devierilor limită ale parametrilor de ieşire ai schemei (de la 1,5 pînă la de 10 ori).

Metoda *adunării pătratice* constă în extragerea rădăcinii pătrate din suma pătratelor deviaţiilor limită ale mărimilor elementelor schemei. Această metodă nu dă posibilitatea adunării corecte a mărimilor, care caracterizează centrele de grupare a deviaţiilor elementelor schemei în cîmpul de toleranţe. Neajunsul acestei metode mai constă în faptul că impune adunarea pătratică chiar a deviaţiilor limită şi nu a valorilor medii pătratice. Ca urmare metoda dă valori rezultante minimalizate (de circa 6 ori) pentru parametrii de ieşire ai schemei [4].

Metoda care se bazează pe principiul teoriei probabilităţilor constă în aplicarea următoarelor reguli de însumare a componentelor independente ale deviaţiilor parametrului de ieşire al schemei:

a) Valorile medii, adică mărimile care caracterizează centrele de grupare a deviaţiilor se adună algebric;

b) Mărimile care caracterizează distribuţia deviaţiilor, adică deviaţiile medii pătratice se adună pătratic*.

Aplicarea acestei metode de calcul presupune însă că: deviaţia parametrului de ieşire de la valoarea nominală nu este o funcţie întîmplătoare de timp; elementele schemei sînt reciproc independente; legea de distribuţie a parametrului de ieşire este normală.

Aceste presupuneri sînt respectate în majoritatea cazurilor din practică.

În cazul cînd legea reală de distribuţie a parametrilor elementelor schemei diferă de legea de distribuţie normală, ceea ce este posibil din diferite cauze (în special din cauza unora din factorii tehnologici), atunci se împarte cîmpul deviaţiilor în două părţi egale (fig. 5) şi se

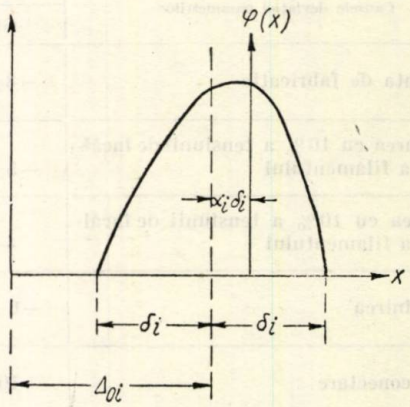


Fig. 5. Legea reală de distribuţie diferă de legea normală.

folosesc următoarele expresii pentru valoarea medie a_i şi pentru deviaţia medie pătratică σ_i:

$$a_i = \Delta_{0i} + \alpha_i \delta_i \qquad (8)$$

$$\sigma_i = \frac{i}{K_i},$$

unde:

α_i este coeficientul de asimetrie relativă a legii de distribuţie a deviaţiilor parametrului elementului i în cîmpul de toleranţe;

* Metoda a fost aplicată şi la calculul efectuat în tabela 3.

K_i — coeficientul care arată limitarea cîmpului de toleranțe (de obicei prin factori tehnologici ca selecția ș.a.).

Astfel orice lege probabilă a deviațiilor parametrilor elementelor schemei este determinată prin caracteristici concrete de probabilitate.

Majoritatea schemelor radioelectronice pot fi reduse la circuite echivalente cu ajutorul cărora se poate determina funcția de legătură, ca expresie analitică, dintre o anumită caracteristică variabilă a schemei și diferitele valori ale parametrilor care caracterizează elementele componente ale schemei.

Dacă distribuția parametrilor schemei este normală și dacă elementele se combină în mod întîmplător pentru a forma scheme, atunci și caracteristica variabilă a schemei va avea de asemenea o distribuție normală.

Dacă expresia analitică a funcției de legătură dintre caracteristica variabilă a schemei y (ca parametru de ieșire) și valorile parametrilor (x_1, x_2 .... x_n) ale elementelor componente are forma:

$$y = f(x_1,\ x_2\ .....\ x_n), \tag{9}$$

atunci:

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x_1}\,dx_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2}\,dx_2 + ... + \frac{\partial y}{\partial x_n}\,dx_n,$$

sau trecînd la mărimi finite:

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial x_1}\,\Delta x_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2}\,\Delta x_2 + ... + \frac{\partial y}{\partial x_n}\,\Delta x_n. \tag{10}$$

Trecînd de la deviațiile Δx la deviații medii pătratice se obține:

$$\sigma_y^2 = \left(\frac{\partial y}{\partial x}\right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial x_2}\right)^2 \sigma_{x_2}^2 + ... + \left(\frac{\partial y}{\partial x_n}\right)^2 \sigma_{x_n}^2. \tag{11}$$

În particular, dacă funcția (9) are forma unei simple sume:

$$y = x_1 + x_2 + ... + x_n, \tag{12}$$

atunci:

$$\frac{\partial y}{\partial x_1} = \frac{\partial y}{\partial x_2} = ... = \frac{\partial y}{\partial x_n} = 1$$

și deci:

$$\sigma_y^2 = \sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 + ... + \sigma_{x_n}^2. \tag{13}$$

Trecînd la toleranțe, cînd ele conțin cantități egale de σ, adică:

$$t_y = K\sigma_y;\ t_{x_1} = K\sigma_{x_1};\ ...\ t_{x_n} = K\sigma_{x_n},$$

unde:

K este numărul egal de σ (de exemplu 3);

t — toleranța, care conține același număr de σ, se obține:

$$t_y^2 = t_{x_1}^2 + t_{x_2}^2 + ... + t_{x_n}^2. \tag{14}$$

În cazul conectării serie a trei rezistențe:

$$R_1 = 3\,000\ \Omega \pm 10\%;$$
$$R_2 = 2\,000\ \Omega \pm 10\%;$$
$$R_3 = 1\,000\ \Omega \pm 10\%,$$

există tendința să se tragă concluzia că toleranța rezultantă este 10%. În realitate lucrurile nu stau astfel.

Conform relației (14), toleranța rezultantă t_{R_t} este dată de:

$$t_{R_t}^2 = t_{R_1}^2 + t_{R_2}^2 + t_{R_3}^2 = 300^2 + 200^2 + 100^2,$$

de unde:

$$t_{R_t} = 374\ \Omega.$$

Așadar valoarea nominală a sumei rezistențelor și distribuția ei în limitele $\pm 3\sigma$ este:

$$6\,000 \pm 374\,\Omega = 6\,000\ \Omega \pm 6{,}25\%.$$

Deci în cazul conectării în serie a elementelor cu distribuție normală, distribuția rezultantei este avantajată (toleranța rezultantă este mai mică: $\pm 6{,}25\%$ față de 10% în exemplul concret de mai sus).

Trebuie remarcat faptul că, în cazul conectării în serie a elementelor, valoarea rădăcinii pătrate din suma pătratelor se raportează la valoarea nominală a parametrului și nu la procente din valoarea nominală. De asemenea mărimea valorii nominale influențează mărimea toleranței rezultante. Într-adevăr, dacă se conectează serie:

$$R_1 = 4\,000\ \Omega \pm 10\%;$$
$$R_2 = 3\,000\ \Omega \pm 10\%;$$
$$R_3 = 2\,000\ \Omega \pm 10\%,$$

atunci se obține:

$$t_{R_t}^2 = t_{R_1}^2 + t_{R_2}^2 + t_{R_3}^2 = 400^2 + 300^2 + 200^2,$$

de unde:

$$t_{R_t} = 534\ \Omega,$$

iar valoarea nominală a sumei rezistențelor și distribuția ei în limitele $\pm 3\sigma$ va fi:

$$9\,000 \pm 534\ \Omega = 9\,000\ \Omega \pm 5{,}95\%.$$

În cazul cînd expresia analitică a parametrului de ieșire a schemei este dată sub forma produsului:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 ..... x_n, \tag{15}$$

atunci (10) conduce la:

$$\sigma_y^2 = (x_2\,x_3\,x_4 \ldots x_n)^2\,\sigma_{x_1}^2 + (x_1\,x_3\,x_4 \ldots x_n)^2\,\sigma_{x_2}^2 + ... + (x_1\,x_2\,x_3 \ldots x_{n-1})^2\,\sigma_{x_n}^2. \tag{16}$$

Divizînd (16) cu pătratul expresiei (15), se obține :

$$\left(\frac{\sigma_y}{y}\right)^2 = \left(\frac{\sigma_{x_1}}{x_1}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{x_2}}{x_2}\right)^2 + \ldots + \left(\frac{\sigma_{x_n}}{x_n}\right)^2. \quad (17)$$

Dacă toleranțele conțin un număr egal de σ și sînt exprimate în procente :

$$T_y = K\frac{\sigma_y}{y}100\,;\quad T_{x_1} = K\frac{\sigma_{x_1}}{x}100\,;\quad \ldots\ T_{x_n} = K\frac{\sigma_{x_n}}{x_n}100,$$

unde :

K este numărul egal de σ ;
$y, x_1, x_2 \ldots x_n$ — valorile nominale și
T — toleranțele care conțin numere egale de σ, exprimate în procente din valorile nominale,

se poate scrie :

$$T_y^2 = T_{x_1}^2 + T_{x_2}^2 + \ldots\ldots + T_{x_n}^2. \quad (18)$$

Pentru exemplificare, se consideră un transformator ideal scoborîtor de tensiune, cu raportul de transformare :

$$n = \frac{1}{2} \pm 5\,\%$$

și cu tensiunea aplicată în primar :

$$E_1 = 220\ \text{V} \pm 10\,\%.$$

Tensiunea în secundar va fi :

$$E_2 = \frac{1}{2}\,220 = 110\ \text{V}.$$

Toleranța rezultantă va fi :

$$T_{E_2}^2 = T_n^2 + T_{E_1}^2 = 5^2 + 10^2,$$

de unde :

$$T_{E_2} = \pm 11{,}2\,\%\ \text{sau}\ \pm 12{,}3\ \text{V}.$$

În cazul cînd funcția (9) are o expresie care diferă de formele simple (sumă, diferență, produs sau cît), atunci trebuie să se aplice direct formula (10).

Astfel, dacă se pune problema să se calculeze toleranța rezultantă pentru frecvența de rezonanță f a unui circuit oscilant serie cu elementele :

$$L = 100\ \mu\text{H} \pm 10\,\%\ \text{și}$$
$$C = 50\ \text{pF} \pm 5\,\%,$$

funcția (9) va fi :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Circuitul oscilant va avea frecvența de rezonanță :

$$f = \frac{1}{6{,}28\sqrt{100\cdot 10^{-6}\cdot 50\cdot 10^{-12}}} = 2{,}28\cdot 10^6\ \text{Hz}.$$

Ecuația (10) conduce la :

$$\sigma_f^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial_c}\right)^2\sigma_c^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial L}\right)^2\sigma_L^2,$$

sau :

$$(3\sigma_f)^2 = \left(\frac{-1}{4\pi C\sqrt{LC}}\right)^2(3\sigma_c)^2 + \left(\frac{-1}{4\pi L\sqrt{LC}}\right)^2(3\sigma_L)^2. \quad (19)$$

Dar :

$$3\sigma_c = \frac{5}{100}\,C$$

$$3\sigma_L = \frac{10}{100}\,L.$$

Atunci :

$$3\sigma_f = 0{,}128\cdot 10^6\ \text{Hz},$$

iar frecvența de rezonanță va fi :

$$f = 2{,}28\cdot 10^6 \pm 0{,}128\cdot 10^6\ \text{Hz}$$

sau :

$$f = 2{,}28\ \text{MHz} \pm 5{,}6\,\%.$$

Referatul [5] atrage atenția asupra faptului că în afară de cazurile descrise mai sus, în aparatura modernă complexă pot avea loc variații ale distribuției în gama condițiilor de lucru, care la rîndul lor se schimbă. În acest caz calculul toleranțelor trebuie să se facă separat pentru limita inferioară și respectiv pentru limita superioară a condițiilor de lucru. Referatul [5] exemplifică acest caz prin calculul toleranțelor coeficientului de amplificare a unui amplificator de frecvență intermediară cu șapte etaje în gama condițiilor de lucru specificate în tabela 3. Toate toleranțele sînt în limitele $\pm 3\sigma$.

Pentru limita inferioară a condițiilor de lucru, valoarea medie a pantei tubului electronic S_m este mai mică decît cea nominală (5 000 μ℧ cu 19 % și are toleranța de $\pm$ 15 % (vezi tabela 3), adică :

$$S_m = 5\,000\cdot(0{,}81 \pm 0{,}15) = 4\,050 \pm 750\ \mu\text{℧}.$$

Rezistența R_1 este mai mică decît valoarea nominală (1 000 Ω) cu 7 % și are toleranța $\pm$ 6,7 % (vezi tabela 3), adică :

$$R_1 = 1\,000\cdot(0{,}93 \pm 6{,}7\,\%) = 930 \pm 67\,\Omega.$$

Amplificarea nominală a unui etaj este :

$$A = S_m\ R_1 = (4\,050\cdot 10^{-6})\cdot 930 = 3{,}77,$$

iar amplificarea nominală a amplificatorului cu șapte etaje este :

$$A^7 = (3{,}77)^7 = 10\,800.$$

Variația amplificării unui etaj va fi :

$$T_1 = \sqrt{T_{S_m}^2 + T_{R_1}^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{750}{4\,050}100\right)^2 + \left(\frac{67}{930}100\right)^2} = 19{,}9\,\%$$

iar variația amplificării amplificatorului cu șapte etaje :

$$T_7 = \sqrt{7\,(19{,}9)^2} = 52{,}6\,\%.$$

Astfel, la limita inferioară a condițiilor de lucru, amplificarea nominală și distribuția deviațiilor amplificării în limitele $\pm 3\sigma$ se exprimă prin :

$$A_{7_{inf}} = 10\,800 \pm 52{,}6\,\%$$

sau :

$$A_{7_{inf}} = 10\,800 \pm 5\,681.$$

Exprimînd amplificarea în decibeli se obține 74,2 și respectiv 84,3 dB.

Pentru limita superioară a gamei condițiilor de lucru, valoarea medie a pantei tubului electronic S_m este mai mare decît valoarea nominală cu 13% și are toleranța de $\pm 15\,\%$, adică :

$$S_m = 5\,000\,(1{,}13 \pm 0{,}15) = 5\,650 \pm 750\ \mu\mho.$$

În aceleași condiții, rezistența R_1 este mai mare decît valoarea nominală cu 10% și are toleranța de $\pm 5\,\%$ (vezi tabela 3), adică :

$$R_1 = 1\,000\ (1{,}10 \pm 0{,}05) = 1\,100 \pm 50\ \Omega.$$

Amplificarea nominală a unui etaj este :

$$A_1 = S_m\ R_1 = (5\,650 \cdot 10^{-6}) \cdot 1\,100 = 6{,}22,$$

iar a amplificatorului cu șapte etaje :

$$A^7 = (6{,}22)^7 = 360\,000.$$

Variația amplificării unui etaj este :

$$T_1 = \sqrt{T_{S_m}^2 + T_{R_1}^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{750}{5\,650}100\right)^2 + \left(\frac{50}{1\,100}100\right)^2} = 14\,\%,$$

iar a amplificatorului cu șapte etaje :

$$T_7 = \sqrt{7\,(0{,}14)^2} = 37\,\%.$$

Astfel, la limita superioară a gamei condițiilor de lucru, amplificarea nominală și distribuția deviațiilor amplificării în limitele $\pm 3\sigma$ se exprimă prin :

$$A_{7_{sup}} = 360\,000 \pm 37\,\%$$

sau :

$$A_{7_{sup}} = 360\,000 \pm 133\,000.$$

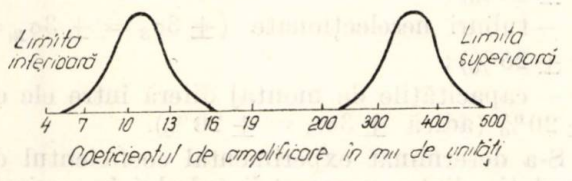


Fig. 6. Distribuția valorilor coeficientului de amplificare la limita inferioară și superioară a gamei condițiilor de lucru.

Exprimînd amplificarea în decibeli se obține 107 și respectiv 114 bB.

Deci în condițiile reale ne putem aștepta la o variație a amplificării între 74,2 dB și 114 dB (fig. 6).

Referatul [5] confirmă că rezultatele măsurătorilor asupra aparaturii coincid în bună măsură cu datele obținute prin calculul efectuat prin aplicarea acestei metode.

3. CALCULUL TOLERANȚELOR ELEMENTELOR PE BAZA TOLERANȚELOR DATE ALE SCHEMEI RADIOELECTRONICE*

Împărțind relația (10) cu (9) se obține expresia deviației relative a parametrului de ieșire y sub forma :

$$\frac{\Delta y}{y} = \alpha \frac{\Delta x_1}{x_1} + \beta \frac{\Delta x_2}{x_2} + \ldots + \gamma \frac{\Delta x_n}{x_n}. \quad (20)$$

Coeficienții α, β, ... γ depind de însăși valorile reale ale parametrilor x_1, $x_2 \ldots x_n$ ai elementelor componente ale schemei.

Trecînd de la deviațiile relative $\frac{\Delta y}{y}$, $\frac{\Delta x_1}{x_1}$, $\frac{\Delta x_2}{x_2}$, ... $\frac{\Delta x_n}{x_n}$ la deviațiile medii pătratice relative : σ_y, σ_{x_1}, $\sigma_{x_2} \ldots \sigma_{x_n}$, relația (20) se poate pune sub forma :

$$\sigma_y^2 = (\alpha\sigma_{x_1})^2 + (\beta\sigma_{x_2})^2 + \ldots + (\gamma\sigma_{x_n})^2. \quad (21)$$

Sau multiplicînd cu 3^2 :

$$(3\sigma_y)^2 = \alpha^2(3\sigma_{x_1})^2 + \beta^2(3\sigma_{x_2})^2 + \ldots + \gamma^2(3\sigma_{xn})^2. \quad (22)$$

Comparația între ecuațiile (9), (20) și (22) sugerează metoda de calcul a toleranțelor elementelor atunci cînd este dată toleranța parametrului de ieșire y al schemei.

În primul rînd se va determina expresia analitică a parametrului de ieșire al schemei în funcție de elementele componente, adică o funcție de forma (9). Aceasta se face de obicei pe baza circuitului echivalent al schemei de principiu date. Se atrage atenția că simpla preluare a unor astfel de funcții direct din literatură nu este recomandabilă, deoarece de multe ori sînt făcute aproximări de scheme echivalente, urmărindu-se anumite aspecte de ordin calitativ și mai puțin de ordin cantitativ.

În cazul schemelor complexe se pot face aproximări pentru simplificarea calculelor, dar numai după prealabile verificări ale ordinului de mărime a influenței neglijării unor elemente asupra parametrului de ieșire al schemei.

* Metoda de calcul și datele utilizate pentru exemplificare în acest paragraf au la bază rezultatele cercetărilor științifice efectuate în cadrul Institutului de Aviație din Moscova de către G. Obîcikin, A. S. Nazarov, M. A. Saharov și I. B. Șestakov, sub îndrumarea lui V. P. Gusev și A. V. Fomin [4].

Prin diferențierea funcției astfel obținute se va ajunge la o ecuație de forma (20). Introducînd în această ecuație valorile nominale ale elementelor schemei se determină coeficienții $\alpha,\beta,\ldots\ \gamma$ sub formă numerică.

Cu ajutorul acestor coeficienți se întocmește ecuația de forma (22).

Mărimea numerică a coeficienților $\alpha,\ \beta,\ldots.\gamma$ indică *greutatea specifică* pe care o are elementul corespunzător $x_1,\ x_2\ldots x_n$ în influențarea deviației parametrului de ieșire al schemei și sugerează proiectantului asupra toleranței căror elemente să acționeze pentru a încadra toleranța parametrului de ieșire în limitele date.

Pînă în prezent, s-a presupus că elementele $x_1,\ x_2\ldots x_n$ sînt independente între ele. Dacă totuși există o influență reciprocă între unele elemente, de exemplu între x_1 și x_2, atunci ecuația (21) poate fi completată în membrul al doilea cu un termen de corecție de forma

$$\pm 2r\ (\alpha\sigma_{x_1})\ (\beta\sigma_{x_2}),$$

unde r este coeficientul care arată gradul de corelație între mărimile x_1 și x_2. Astfel ecuația (22) se poate pune sub forma generală :

$$(3\sigma_y)^2 = \alpha^2(3\sigma_{x_1})^2 + \beta^2(3\sigma_{x_2})^2 + \\ +\ldots+\gamma^2(3\sigma_{x_n})^2 \pm 2r\alpha(3\sigma_{x_1})\cdot\beta(3\sigma_{x_2}). \quad (23)$$

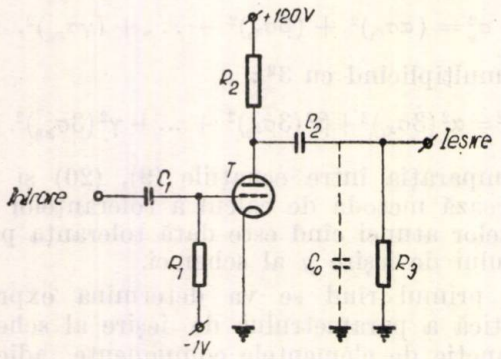


Fig. 7. Schema de principiu a amplificatorului *RC* de joasă frecvență.

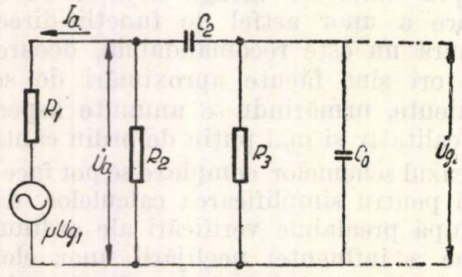


Fig. 8. Schema echivalentă a amplificatorului din figura 7.

Pentru exemplificarea metodei de calcul, se consideră cazul unui amplificator *RC* de joasă frecvență (fig. 7), a cărui schemă echivalentă este dată în figura 8.

Se pune problema să se determine toleranțele elementelor schemei astfel încît toleranțele amplificării la frecvență medie $\frac{\Delta A_0}{A_0}$, a distorsiunilor de frecvență la joasă frecvență $\frac{\Delta(\delta_{jf})}{\delta_{jf}}$ și a distorsiunilor de frecvență la înaltă frecvență $\frac{\Delta(\delta_{if})}{\delta_{if}}$ să fie asigurate în limitele :

$$\frac{\Delta A_0}{A_0} = \pm 10\%;\ \frac{\Delta(\delta_{jf})}{\delta_{jf}} = \pm 1\%;\ \frac{\Delta(\delta_{if})}{\delta_{if}} = \pm 2\%.$$

Valorile nominale ale elementelor schemei sînt date în tabela 4.

Tabela 4

Specificația elementelor schemei amplificatorului din figura 7

Elementele schemei	Denumirea și tipul	Valoarea nominală	Observații
T	Tubul electronic 6C7Б	—	Parametrii măsurați în regimul dat : $S=0{,}754$ mA/V $R_i=77{,}8$ kΩ
R_1	Rezistență MJIT-0,5	470 kΩ	
R_2	idem	220 kΩ	
R_3	idem	470 kΩ	
C_1	Condensator БГ M	0,05 μF	
C_2	idem	0,05 μF	
C_0	Capacitatea de ieșire a schemei	—	Prin măsurători s-a găsit $C_0=5$ pF

În tabela 5 se dă succesiunea operațiilor pentru determinarea concretă a ecuațiilor de forma (22).

Într-o primă ipoteză se presupune alegerea toleranțelor normale pentru elementele componente ale schemei, adică :

— rezistențele și condensatoarele în clasa a III-a de precizie ($\pm 3\sigma_{R_2} = \pm 3\sigma_{R_3} = \pm 3\sigma_{C_2} = \pm 20\%$);

— tuburi neselecționate ($\pm 3\sigma_S = \pm 3\sigma_{Ri} = \pm 25\%$);

— capacitățile de montaj diferă între ele cu $\pm 20\%$ (adică $\pm 3\sigma_{C_0} = \pm 20\%$).

S-a determinat experimental coeficientul de corelație dintre parametrii tubului în regimul dat :

$$r = 0{,}87.$$

Tabela 5

Succesiunea operațiilor pentru determinarea ecuațiilor de forma (22) în cazul concret al amplificatorului din figura 7

Operațiunea	Rezultatul obținut	Observații
1	2	3
Deducerea expresiei generale a amplificării	$A = \dfrac{\mu}{1+\dfrac{R_i}{R_2}+\dfrac{R_i}{R_3}+j\left[\omega C_0 R_i-\left(1+\dfrac{R_i}{R_2}\right)\dfrac{1}{\omega C_2 R_3}\right]}$	Pe baza circuitului echivalent din figura 8
	$\lvert A\rvert = \dfrac{\mu}{\sqrt{\left(1+\dfrac{R_i}{R_2}+\dfrac{R_i}{R_3}\right)^2+\left[\omega C_0 R_i-\left(1+\dfrac{R_i}{R_2}\right)\dfrac{1}{\omega C_2 R_3}\right]^2}}$ (24)	Modulul amplificării
Expresia amplificării la frecvențe medii	$A_0 = \dfrac{\mu}{1+\dfrac{R_i}{R_2}+\dfrac{R_i}{R_3}} = \dfrac{S}{\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}}$ (25)	Frecvența medie este dată de: $\omega_0 = \sqrt{\dfrac{1+\dfrac{R_i}{R_2}}{C_0 R_i C_2 R_3}}$
Deviația relativă a amplificării la frecvență medie	$\dfrac{\Delta A_0}{A_0} = \dfrac{\Delta S}{S} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}}\left[\dfrac{1}{R_i}\dfrac{\Delta R_i}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}\dfrac{\Delta R_2}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\dfrac{\Delta R_3}{R_3}\right]$ (26)	Se obține prin diferențierea expresiei (25)
Expresia amplificării la frecvențe audio joase	$A_{jf} = \dfrac{S}{\left(\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\right)\sqrt{1+\left(\dfrac{1}{\omega_{jf} C_2 R_3}\right)^2}}$ (27)	S-a neglijat mărimea $\omega C_0 R_i$ din (24) și la al doilea termen de sub radical s-a adăugat mărimea mică $\dfrac{R_i}{R_3}$.
Deviația relativă a amplificării la frecvențe audio joase	$\dfrac{\Delta A_{jf}}{A_{jf}} = \dfrac{\Delta S}{S} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}}\left(\dfrac{1}{R_i}\dfrac{\Delta R_i}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}\dfrac{\Delta R_2}{R_2}+\right.$ $\left.+\dfrac{1}{R_3}\dfrac{\omega_{jf}^2 C_2^2 R_3^2+\dfrac{R_3}{R_i}+\dfrac{R_3}{R_2}+2}{\omega_{jf}^2 C_2^2 R_3^2+1}\cdot\dfrac{\Delta R_3}{R_3}\right)+\dfrac{1}{\omega_{jf}^2 C_2^2 R_3^2+1}\cdot\dfrac{\Delta C_2}{C_2}\cdot$ (28)	Se obține prin diferențierea expresiei (27)
Expresia amplificării la frecvențe audio înalte	$A_{if} = \dfrac{S}{\sqrt{\left(\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\right)^2+(\omega_{if} C_0)^2}}$ (29)	S-a neglijat valoarea mărimii $\dfrac{1}{\omega_{if} C_2 R_3}$, care devine de ordinul 0,50%.
Deviația relativă a amplificării la frecvențe audio înalte	$\dfrac{\Delta A_{if}}{A_{if}} = \dfrac{\Delta S}{S} + \dfrac{\left(\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\right)\left(\dfrac{1}{R_i}\dfrac{\Delta R_i}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}\dfrac{\Delta R_2}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\dfrac{\Delta R_3}{R_3}\right)-\omega_{if}^2 C_0^2\dfrac{\Delta C_0}{C_0}}{\left(\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_3}\right)^2+(\omega_{if} C_0)^2}$ (30)	
Înlocuirea valorilor nominale din tabela 4 în expresiile deviațiilor relative (26), (28) și respectiv (30)	$\dfrac{\Delta A_0}{A_0} = \dfrac{\Delta S}{S} + 0{,}66\dfrac{\Delta R_i}{R_i} + 0{,}234\dfrac{\Delta R_2}{R_2} + 0{,}11\dfrac{\Delta R_3}{R_3}$; (31) $\dfrac{\Delta A_{jf}}{A_{jf}} = \dfrac{\Delta S}{S} + 0{,}66\dfrac{\Delta R_i}{R_i} + 0{,}234\dfrac{\Delta R_2}{R_2} + 0{,}138\dfrac{\Delta R_3}{R_3} + 0{,}028\dfrac{\Delta C_2}{C_2}$; (32) $\dfrac{\Delta A_{if}}{A_{if}} = \dfrac{\Delta S}{S} + 0{,}587\dfrac{\Delta R_i}{R_i} + 0{,}208\dfrac{\Delta R_2}{R_2} + 0{,}0975\dfrac{\Delta R_3}{R_3} - 0{,}107\dfrac{\Delta C_0}{C_0}$. (33)	S-au obținut astfel ecuații de forma (20) cu coeficienți numerici.
Determinarea expresiei distorsiunilor de frecvență la frecvențe audio joase	$\dfrac{\Delta(\delta_{jf})}{\delta_{jf}} = \dfrac{\Delta A_0}{A_0} - \dfrac{\Delta A_{jf}}{A_{jf}} = -0{,}028\left(\dfrac{\Delta R_3}{R_3}+\dfrac{\Delta C_2}{C_2}\right)$. (34)	
Determinarea expresiei distorsiunilor de frecvență la frecvențe audio înalte	$\dfrac{\Delta(\delta_{if})}{\delta_{if}} = \dfrac{\Delta A_0}{A_0} - \dfrac{\Delta A_{if}}{A_{if}} = 0{,}073\dfrac{\Delta R_i}{R_i} + 0{,}026\dfrac{\Delta R_2}{R_2} + 0{,}0125\dfrac{\Delta R_3}{R_3} + 0{,}107\dfrac{\Delta C_0}{C_0}$. (35)	
Întocmirea ecuațiilor de forma (22)	$(3\sigma_{A_0})^2 = (3\sigma_S)^2 + (0{,}66)^2(3\sigma_{R_i})^2 + (0{,}234)^2(3\sigma_{R_2})^2 + (0{,}11)^2(3\sigma_{R_3})^2 - 2r(3\sigma_S)\cdot 0{,}66(3\sigma_{R_i})$; (36) $(3\sigma_{\delta_{jf}})^2 = (-0{,}028)^2(3\sigma_{R_3})^2 + (-0{,}028)^2(3\sigma_{C_2})^2$; (37) $(3\sigma_{\delta_{if}})^2 = (0{,}073)^2(3\sigma_{R_i})^2 + (0{,}026)^2(3\sigma_{R_2})^2 + (0{,}0125)^2(3\sigma_{R_3})^2 + (0{,}107)^2(3\sigma_{C_0})^2$. (38)	În (36) s-a inclus și termenul de corecție care ține cont de corelația dintre parametrii tubului.

Înlocuind aceste date în (36), (37) și (38) se obține :

$\pm 3\sigma_{A_0} = \pm 14{,}2\,\%$, față de $\pm 10\,\%$ necesar ;

$\pm 3\sigma_{\delta_{jj}} = \pm 0{,}79\,\%$, față de $\pm 1\,\%$ necesar ;

$\pm 3\sigma_{\delta_{ij}} = \pm 2{,}86\,\%$, față de $\pm 2\,\%$ necesar.

Se vede că deviațiile admisibile sînt depășite atît la amplificarea la frecvența medie, cît și la distorsiunile la frecvențe audio înalte.

Se poate constata că dacă se încearcă să se folosească rezistențe și condensatoare de clasa I de precizie ($\pm 3\sigma_{R_2} = \pm 3\sigma_{R_3} = + 3\sigma_{C_2} = \pm 5\,\%$), menținînd aceleași toleranțe pentru tuburi, situația nu se îmbunătățește suficient, ceea ce înseamnă că singura soluție pentru a se încadra deviația amplificării la frecvența medie în limitele date constă în selecționarea tuburilor electronice.

Pe de altă parte, pentru a micșora deviația coeficientului de distorsiuni la frecvențe audio înalte se constată că este necesar a micșora deviațiile capacităților de montaj ($\pm 3\sigma_{C_0} = \pm$ $\pm 10\,\%$) și ale rezistenței anodice ($\pm 3\sigma_{R_2} = \pm$ $\pm 10\,\%$, deci clasa a II-a de precizie).

Dacă s-ar păstra rezistența R_2 în clasa a III-a de precizie, atunci ar trebui să se reducă deviațiile capacităților de montaj în jur de $\pm 3\,\%$ ceea ce practic este greu de realizat.

Astfel, alegînd :

$\pm 3\sigma_{R_2} = \pm 10\,\%$ (cl. II-a de precizie) ;

$\pm 3\sigma_{R_3} = \pm 3\sigma_{C_2} = \pm 20\,\%$ (cl. III-a de precizie) ;

$\pm 3\sigma_S = \pm 3\sigma_{R_i} = \pm 15\,\%$ (se realizează prin selecție) ;

$\pm 3\sigma_{C_0} = \pm 10\,\%$,

se obține :

$\pm 3\sigma_{A_0} = \pm 8{,}7\,\%$, față de $\pm 10\,\%$ necesar ;

$\pm 3\sigma_{\delta_{jj}} = \pm 0{,}79\,\%$, față de $\pm 1\,\%$ necesar ;

$\pm 3\sigma_{\delta_{ij}} = \pm 1{,}57\,\%$, față de $\pm 2\,\%$ necesar.

Limitarea toleranțelor elementelor schemei impune anumite servituți tehnologice. În cazul de față tehnologia trebuie să asigure utilizarea de elemente în clasa de precizie indicată, selecția tuburilor electronice după deviațiile pantei și a rezistenței interne, precum și realizarea de capacități de montaj cu deviații sub 10 %.

CONCLUZII

În lucrare a fost abordată acea latură a teoriei siguranței în funcționarea aparaturii radioelectronice care se referă la erorile de producție și influența lor asupra parametrilor de ieșire ai schemelor radioelectronice.

Se prezintă legea normală de distribuție a erorilor de producție, principiile de calcul al toleranțelor schemelor radioelectronice, ținînd cont de deviațiile admisibile ale parametrilor elementelor componente în procesul de fabricație.

De asemenea se prezintă metodica de determinare a toleranțelor parametrilor elementelor componente ale schemelor pentru a asigura parametrii de ieșire ai schemelor în limitele impuse de o înaltă siguranță în funcționarea aparaturii radioelectronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *Teoriia Nadejnosti v oblasti radioelektroniki*. Terminologhiia, Izdatelstvo Akademii Nauk SSSR, Moskva, 1962.

[2] Angot André, *Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications*, Paris, 1949.

[3] Harinski A. L. *Osnovî Konstruirovaniia elementov radioapparaturî*, Gosenergoizdat, 1959.

[4] Gusev, V.P. *Tehnologhia proistvodstva radioelektronnoi apparaturi*, Izd. „Sovetskoe radio", Moskva, 1961.

[5] Fred E. Dreste *Principiile de calcul al schemelor de înaltă siguranță*, Referat la cel de-al 6-lea simpozion al siguranței din S.U.A., ianuarie 1960 (vezi F. I. Belov și F. S. Soloveicik : Voprosî Nadejnosti radioelektronnoi apparaturî, Gosenergoizdat, 1961).

Ing. GRIGORE STELIAN

Mărimile de bază ale traficului telegrafic și determinarea lor experimentală în rețeaua existentă în vederea introducerii comutației automate telegrafice în R.P.R.*

II

CZ. 621.301:654.14

1. GENERALITĂȚI

La proiectarea unei rețele automate telegrafice pentru traficul public sau pentru traficul abonaților telegrafici, trebuie să se țină seamă de cerințele actuale și cele viitoare, la care trebuie să facă față atît rețeaua cît și echipamentul centralelor automate telegrafice; cu alte cuvinte, trebuie luată în considerare sarcina totală a instalațiilor ce se proiectează.

Această sarcină nu este o mărime constantă, ci variază în raport cu ora, ziua, săptămîna, luna, anotimpul și anul, purtînd denumirea de trafic telegrafic.

În limbajul curent, mărimea traficului telegrafic este indicată prin numărul de telegrame pe oră, zi, săptămînă, lună și an în cazul rețelelor telegrafice pentru traficul public și prin numărul de convorbiri telegrafice în cazul rețelelor telegrafice pentru abonați.

Variația și mărimea traficului telegrafic depinde de foarte mulți factori, printre care putem enumera:

— dezvoltarea economică a teritoriului respectiv deservit de oficiul telegrafic;

— nivelul de trai al oamenilor muncii care solicită folosirea telegrafului;

— calitatea executării serviciului telegrafic;

— relațiile economice și culturale între diversele regiuni ale teritoriului;

— relațiile economice și culturale între țările care preschimbă între ele traficul telegrafic;

— diversele evenimente importante, internaționale și teritoriale care au loc în anumite perioade;

— sărbătorile tradiționale, naționale și internaționale;

— așezarea oficiilor telegrafice în cartiere de locuințe sau în cartiere cu pondere economică și industrială mai mică sau mai mare.

În general instalațiile telegrafice au un trafic mai intens între orele 8 pînă la 23 față de restul zilei, zilele de sărbătoare fiind intervale de trafic redus. De asemenea, chiar în timpul orelor de lucru, există o oră în care traficul telegrafic este cel mai intens.

În figura 1 se dă un exemplu de variația traficului telegrafic pe 24 ore a unui oficiu telegrafic din rețeaua noastră.

Din figura 1 se poate vedea că traficul telegrafic ce se prelucrează în acest oficiu telegrafic este mai intens între orele 10 și 22, prezentînd un vîrf de 1 464 telegrame între orele 12 și 13 și 1 646 între orele 19 și 20. Deci, ora de încărcare maximă a instalațiilor telegrafice în acest caz este cuprinsă între orele 19 și 20.

Deoarece intensitatea maximă a traficului telegrafic este de durată relativ mică, la proiectarea centralelor automate telegrafice se admit anumite pierderi sau anumiți timpi de așteptare în obținerea legăturilor telegrafice necesare transmiterii telegramelor.

Admiterea pierderilor sau a timpilor de așteptare la proiectarea rețelelor automate telegrafice duce la realizarea de economii importante la construcția liniilor de legătură și a instalațiilor de echipament telegrafic în centralele automate.

În vederea realizării unei scurgeri normale și de calitate a traficului telegrafic, precum și a realizării unei rețele automate telegrafice economice, este necesară cunoașterea precisă a acestui trafic și a mărimilor care-l determină.

2. MĂRIMILE DE BAZĂ ALE TRAFICULUI TELEGRAFIC ȘI DETERMINAREA LOR PENTRU REȚEAUA TELEGRAFICĂ DIN R.P.R.

Întrucît pînă în momentul de față nu există metode precise sau normative privind metodele de calcul pentru comutația telegrafică automată, s-au executat o serie de studii statistice asupra traficului telegrafic din R.P.R. și sistematizînd rezultatele obținute s-au clasificat și determinat elementele de bază ale traficului telegrafic după cum urmează:

2.1. Sursele de trafic telegrafic *s*

Sursele de trafic telegrafic, *s*, sînt reprezentate prin numărul de puncte care formează originea traficului. Dacă se consideră ansamblul rețelei telegrafice, sursele sînt aparatele telegrafice (teleimprimătoarele) de la oficiile și abonații telegrafici, conectate la această rețea. În cazul cînd se are în vedere numai o parte din instalații, sursele sînt formate din ieșirile dintr-o treaptă de selecție, conectată anterior, sau intrările în treapta respectivă de selecție. În cazul traficului telegrafic interurban, care este mai mare ca cel local (urban), ca surse de trafic telegrafic se consideră circuitele de intercomutație telegrafică interurbană.

* În revista Telecomunicații nr. 4/1960 s-a tratat prima parte a prezentei lucrări sub denumirea de: *„Principii de organizare a rețelelor moderne telegrafice de abonat și de uz general"*.

2.2. Ocupările în comutația telegrafică automată z

Folosirea reală a unei instalații telegrafice automate sau a unei părți din această instalație este echivalentă cu o ocupare. Trebuie să remarcăm că o ocupare nu înseamnă neapărat o convorbire telegrafică sau un apel telegrafic care se termină prin transmiterea unei telegrame. Din această cauză numărul ocupărilor este mai mare decît numărul convorbirilor telegrafice.

2.3. Cazurile de ocupat în comutația telegrafică automată C_z

Numărul încercărilor nereușite pentru obținerea unei legături telegrafice, constituie cazurile de ocupat C_z și sînt indicate prin semnalul de ocupat.

Cazurile de ocupat se datoresc fie faptului că postul telegrafic căutat este ocupat sau faptului că dispozitivele de legătură din centrala automată telegrafică sînt ocupate.

2.4. Pierderea în comutația automată telegrafică p

Pierderea în comutația automată telegrafică este raportul dintre numărul cazurilor de ocupat C_z și numărul total al ocupărilor realizate z. Pierderea se dă în procente și se exprimă prin :

$$p\ \% = \frac{C_z}{z} \cdot 100. \qquad (1)$$

La proiectarea unei rețele telegrafice automate se pot admite în calcule aceleași pierderi pentru toate treptele de selecție, fie pierderi diferite. De obicei, avînd în vedere factorul economic, în treptele cu dispozitive și instalații mai costisitoare sau la fasciculele cu linii de legătură mai scumpe se admit pierderi mai mari decît în cazul treptelor mai puțin costisitoare.

În comutația telegrafică automată se pot admite următoarele pierderi :

— 1 % — 5 % pentru liniile de legătură importante ;

— 1 % pentru liniile de legătură scurte ;

— 1 % pentru treptele de selecție de linie ;

— 1‰ — 1 % pentru treptele de selecție de grupă.

2.5. Durata medie de ocupare în comutația telegrafică automată t_m

t_m exprimat în ore, minute sau secunde este o mărime ce se deduce din durata de ocupare și durata de convorbire telegrafică sau durata pentru transmiterea unei telegrame, numindu-se durată medie de ocupare.

Durata de ocupare este timpul ce se scurge de la ocuparea și pînă la eliberarea unui dispozitiv, a unei instalații sau a unui circuit de intercomunicație, iar durata de convorbire telegrafică este timpul cît durează convorbirea propriu-zisă, deci fără timpul necesar obținerii legăturii.

Trebuie să remarcăm că durata medie de ocupare t_m este în general mai mică decît durata medie de convorbire, aceasta din cauza apelurilor terminate prin semnale de ocupat, a verificărilor etc. care, deși de scurtă durată, influențează durata medie de ocupare.

Deoarece în exploatarea telegrafică se prelucrează două feluri de prestații :

— telegrame și

— convorbiri telegrafice

s-a determinat timpul mediu de ocupare pentru ambele prestații.

2.6. Determinarea duratei medii de ocupare pentru transmiterea unei telegrame t_{lm}

La determinarea duratei medii de ocupare pentru transmiterea unei telegrame, întrucît pînă în momentul de față nu s-au făcut astfel de studii la noi, studii care să reflecte situația exactă a principiului nostru de exploatare și caracteristicile cuvintelor din limba romînă, a fost necesar să se determine prin metode statistice următoarele :

— determinarea numărului mediu de semnale telegrafice pe telegramă ;

— determinarea numărului mediu de litere pe cuvînt în exploatarea telegrafică din R.P.R. ;

— transformarea numărului mediu de semnale telegrafice pe telegramă în cuvinte etalon.

a) *Determinarea numărului mediu de semne (grafice) din telegramele ce se transmit în rețeaua telegrafică a R.P.R.*

În vederea acestei determinări s-a ales un oficiu telegrafic care prelucrează un număr apreciabil de telegrame. Știut fiind faptul că, în special la prelucrarea telegramelor prin teleimprimătoare, semnele sînt convertite în cîte șapte impulsuri de curent elementare de durate aproximativ egale, va trebui să determinăm numărul mediu de semne care influențează timpul teoretic de transmitere a unei telegrame t_{tm} la viteza de telegrafiere de 50 band.

Numărul de semne ce compun o telegramă depinde de următorii factori :

— de regulile de exploatare stabilite pentru transmiterea telegramelor ;

— de numărul de cuvinte reale care compun telegrama.

În studiul statistic făcut s-a constatat că numărul de cuvinte pe telegramă (deci numărul de semne) este în funcție de felul telegramei și de locul de prezentare pentru a fi transmisă.

Pentru a se ține seama de toți acești factori, s-a trecut la numărarea semnelor pe fiecare telegramă după următoarea clasificare :

— telegrame interne particulare prezentate la ghișeul oficiului telegrafic ;

— telegrame externe particulare prezentate la ghișeul oficiului telegrafic ;

— —telegrame interne particulare prezentate prin telefon ;

— telegrame oficiale interne prezentate la ghișeul oficiului telegrafic ;

— telegrame oficiale interne prezentate prin telefon ;

— telegrame oficiale interne prezentate prin telex ;

— telegrame oficiale externe prezentate la ghișeul oficiului telegrafic ;

— telegrame oficiale externe prezentate prin telex ;

— mandate telegrafice prezentate la ghișeu ;

— avize telegrafice de serviciu emise de oficiul telegrafic.

S-a luat cîte circa 100 telegrame din fiecare categorie și s-a socotit numărul de semne pe fiecare telegramă în parte. S-au întocmit tablourile statistice respective și s-a calculat pentru fiecare categorie numărul mediu de semne N_{sm} și abaterea medie față de media acestor semne A_m.

După aflarea numărului mediu de semne pe fiecare categorie de telegramă, s-a luat numărul de telegrame prezentate în oficiul telegrafic pe anul 1961 și s-a întocmit tabela statistică nr. 1 cu ajutorul căreia s-a calculat numărul mediu de semne pe telegramă și abaterea medie față de media acestor semne.

Din acest tabel a rezultat că numărul mediu de semne grafice* pe telegramă în R. P. R. este :

$$N_{sm} = 238, \qquad (2)$$

iar abaterea medie de la media semnelor este :

$$A_m = 56. \qquad (3)$$

b) *Determinarea numărului mediu de litere pe cuvînt în exploatarea telegrafică din R.P.R.* l_c

Pentru a se determina numărul mediu de litere pe cuvînt la specificul limbii romîne, s-a procedat în felul următor :

— s-au luat 100 de texte din domenii diferite de activitate și s-a socotit numărul de cuvinte și litere din aceste texte ;

— s-au luat 306 telegrame prezentate prin telex și s-a socotit numărul de cuvinte și litere.

După ce s-au terminat aceste operații, s-a calculat numărul mediu de litere pe cuvînt, întocmindu-se tabela 2 și s-a găsit că numărul mediu de litere pe cuvînt este egal cu aproximativ 5,28 litere pe cuvînt, deci :

$$l_c = 5{,}28. \qquad (4)$$

Tabela 1

Pentru determinarea numărului mediu de semne telegrafice pe telegramă și a abaterii medii

	Telegrame în 365 zile bucăți	Numărul mediu de semne pe telegtama	Abaterea medie față de media semnelor	Total semne telegrafice	Suma abaterilor medii
	a	b	$c = N_{sm} - a$	$d = a \times b$	$e = a \times c$
Telegrame interne particulare prezentate la ghișeu	13 168	163	29	2 146 381	381 872
Telegrame externe particulare prezentate la ghișeu	1 761	236	84	415 596	147 924
Telegrame interne particulare prezentate prin telefon	94 476	150	25	14 171 400	2 361 900
Telegrame oficiale interne prezentate la ghișeu	54 615	324	99	17 695 260	5 406 885
Telegrame oficiale interne prezentate prin telefon	143 139	280	67	40 078 920	9 590 313
Telegrame oficiale interne prezentate prin telex	43 259	281	78	12 155 779	3 374 202
Telegrame oficiale externe prezentate la ghișeu	99 283	222	64	22 040 826	6 354 112
Telegrame oficiale externe prezentate prin telex	115 382	227	36	26 191 714	4 153 752
Mandate telegrafice prezentate la ghișeu	3 200	280	26	896 000	83 200
Avize de serviciu emise de oficiul telegrafic	5 825	173	31	1 019 375	180 575
Rezultate generale	574 108	$\cong 238$ $b = \frac{d}{a} =$ $= 238{,}30$	$\cong 56$ $c = \frac{b}{d} =$ $= 55{,}79$	136 811 254	32 034 735

* În numărul acestora este cuprins și spațiul între cuvînt și spațiul între rînduri pentru care sînt alocate o combinație specială din codul telegrafic.

Tabela 2

Determinarea numărului mediu de litere pe cuvînt l_c în exploatarea telegrafică din R.P.R.

Nr. crt.	Indicarea textului asupra căruia s-a făcut studiul	Nr. cuvinte lor din textul ales	Nr. literelor din textul ales
1	Fizica — manual pentru cl. X-a (1960) p. 6	254	1 336
2	Analiza activității economice a întreprinderilor industriale (1952) p. 27	532	2 954
3	Lucrări de economie (Editura politică) p. 1	245	2 118
4	Chimie—manual pentru cl. IX-a (1958) p. 195	239	1 374
5	Planificarea financiară (1952) p. 95	200	1 297
6	Cheltuieli de producție și scăderea prețului de cost a industriei constructoare de mașini (1950) p. 65	390	2 372
7	Munca de partid (martie 1961)		
⋮	⋮	⋮	⋮
100	p. 40	436	2 082
	Instrucțiuni pentru pasportizarea teleimprimătoarelor p. 11	293	1 810
101	100 telegrame prezentate la ghișeu	1 762	9 155
102	Telegrame telex interne și externe (306 bucăți)	11 918	64 241
	Total	52 198	275 850

$$\text{Numărul mediu de litere pe cuvînt} = l_c = \frac{275\,850}{52\,198} = 5{,}28$$

$$l_c = 5{,}28$$

c) *Transformarea numărului mediu de semne grafice pe telegramă în cuvinte etalon*

Cîteodată se utilizează în exploatarea telegrafică, în vederea determinării volumului de trafic și al vitezei de telegrafiere, denumirea de cuvinte etalon.

Cunoscînd numărul mediu de semne grafice pe telegramă și numărul mediu de litere pe cuvînt se poate transforma lungimea telegramei în număr de cuvinte etalon. Adică :

$$N_{ce} = \frac{N_{sm}}{l_c}, \tag{5}$$

în care :

N_{sm} este numărul mediu de semne grafice pe telegramă ;
l_c — numărul mediu de litere pe cuvînt ;
N_{ce} — numărul de cuvinte etalon.

În exploatarea telegrafică din R.P.R., bazați pe datele determinărilor statistice de mai sus, vom obține :

$$N_{ce} = \frac{N_{sm}}{l_c} = \frac{238}{5{,}28} = 45, \tag{6}$$

$$N_{ce} = 45.$$

Se poate spune deci, că numărul de cuvinte etalon pe telegramă în exploatarea telegrafică din R.P.R. este de 45.

Durata medie de ocupare pentru transmiterea unei telegrame este influențată de următorii factori :

— numărul de semne grafice sau de numărul mediu de cuvinte etalon ce compun telegrama ;
— viteza de telegrafiere ce se poate obține în instalațiile ce se folosesc ;
— timpul auxiliar necesar exploatării.

În timpul auxiliar se include :

— timpul pentru apel și obținerea legăturii ;
— timpul necesar răspunsului automat, prin care se confirmă la chemător că abonatul telegrafic obținut este cel dorit ;
— timpul necesar pentru executarea diferitelor adnotări pe telegramă și confirmarea primirii ei de către abonatul chemat.

În vederea obținerii unui timp auxiliar cît mai mic este necesar a se întocmi un regulament pentru exploatarea telegrafică în comutație automată, care să cuprindă operațiile minime de executat și care să asigure o calitate foarte bună a prestațiilor telegrafice.

Putem scrie deci :

$$t_{tm} = t_p + t_a, \tag{7}$$

unde :

t_{tm} este timpul mediu de ocupare pentru transmiterea unei telegrame ;
t_p — timpul de transmitere propriu-zis ;
t_a — timpul pentru executarea operațiilor auxiliare necesare transmiterii telegramei.

Din practica de pînă acum s-a constatat că, dacă se asigură din timp un personal telegrafist bine calificat, se poate ajunge ca să se obțină un timp mediu de ocupare de 75″ pe telegramă și pe măsura raționalizării operațiilor de exploatare prin micșorarea la minimum a timpului auxiliar t_a se poate ajunge la un timp de ocupare de 60—70″.

În calculele noastre pentru realizarea unei rețele automate telegrafice se va lua 75″ :

$$t_{tm} = 75''. \tag{8}$$

2.7. Determinarea duratei medii a unei convorbiri telegrafice t_{mc}

Întrucît pe rețeaua noastră telegrafică se execută convorbiri între diferiți abonați telex și deoarece în vederea automatizării rețelei este necesar să se cunoască precis valoarea acestui volum de trafic, s-a determinat pe baze statistice durata medie a unei convorbiri telegrafice.

S-au prelucrat documentele înregistrate pe timp de un an, pentru convorbirile telegrafice, dintr-un oficiu telegrafic din rețeaua R.P.R. și s-a întocmit tabela 3.

Din tabela 3 se poate constata că durata medie este mai mare pentru convorbirile telegrafice de plecare, decît pentru cele de sosire.

Aceasta se datorește faptului că majoritatea convorbirilor telegrafice de sosire sînt externe și demonstrează că procesul tehnologic și de automatizare al prelucrării materialului telegrafic este mai bine organizat.

2.9. Ora de trafic telegrafic forte *H.Tg.F*

Se înțelege prin oră de trafic telegrafic forte intervalul de 60 minute consecutive în decurs de 24 ore, în care valorile traficului telegrafic dau suma cea mai mare.

În figura 1 se poate urmări variația traficului telegrafic pe 24 ore, în care ora de trafic forte este cuprinsă între orele 19 și 20.

Tabela 3

Determinarea duratei medii a unei convorbiri telegrafice

Nr. crt.	Luna	Plecări			Sosiri		
		Nr. de convorbiri telegrafice	Durata în minute	Durata medie	Nr. de convorbiri telegrafice	Durata în minute	Durata medie
1	Ianuarie	11 679	127 428	10,91	12 157	94 271	7,75
2	Februarie	11 648	124 520	10,69	12 654	113 937	9,00
3	Martie	13 669	149 852	10,96	14 354	125 776	8,76
4	Aprilie	13 284	144 078	10,84	12 472	102 426	8,21
5	Mai	13 819	151 764	10,98	12 622	110 993	8,79
6	Iunie	14 777	170 288	11,52	13 334	113 809	8,53
7	Iulie	14 264	155 104	10,87	13 276	111 261	8,38
8	August	13 961	152 043	10,89	13 504	117 198	8,68
9	Septembrie	15 649	155 805	9,96	13 955	115 870	8,30
10	Octombrie	15 610	166 679	10,67	14 757	119 904	7,72
11	Noiembrie	16 159	169 524	10,49	14 831	99 818	6,73
12	Decembrie	15 581	179 778	11,54	11 473	121 410	10,58
	TOTAL	170 098	1 846 863	10′52″	159 389	1 340 673	8′25″

Din datele statistice se poate calcula :

— durata medie a unei convorbiri telegrafice de plecare,

$$t_{mcp} = 10'52'';$$

— durata medie a unei convorbiri telegrafice de sosire,

$$t_{mcs} = 8'25''.$$

Durata medie a unei convorbiri telegrafice care trebuie să fie luată în momentul de față ca bază în calcule este :

$$t_{mc} = 9'40''. \qquad (9)$$

2.8. Valoarea traficului telegrafic *y*

Valoarea traficului telegrafic este încărcarea reală a unei instalații telegrafice a unui fascicul de circuite sau a întregii rețele.

Această valoare a traficului telegrafic se poate exprima prin relația :

$$y = z \cdot t_m, \qquad (10)$$

în care :

z este numărul ocupărilor ;

t_m — durata medie de ocupare.

Unitatea de măsură pentru traficul telegrafic este erlangul (Er), totuși în exploatarea telegrafică, pentru volumul de trafic, de multe ori se folosește numărul de telegrame sau cuvinte etalon de prelucrat.

Deoarece pentru calculul unei rețele automate telegrafice este necesar să se cunoască care este ziua cea mai încărcată dintr-un an, s-a studiat statistic :

— variația traficului telegrafic în telegrame pe cele șapte zile ale săptămînii și

— variația traficului telegrafic în telegrame pe cele 12 luni ale anului.

Studiile sînt concretizate în tabelele 4, 5 și diagramele din figurile 2 și 3.

Tabela 4

Valorile traficului telegrafic în telegrame pe cele șapte zile ale săptămînii

Nr. crt.	Ziua	Nr. telegrame prelucrate	Nr. telegrame tranzit	Observații
1	Luni	20 521	9 299	
2	Marți	21 646	9 712	
3	Miercuri	21 710	9 847	
4	Joi	22 352	10 099	
5	Vineri	23 786	10 752	
6	Sîmbătă	23 878	10 766	
7	Duminică	8 966	4 336	
	Total săptămînal	142 859	64 821	

Cu ajutorul acestor date se pot trasa diagramele din figura 2, din care se poate urmări variația traficului telegrafic prelucrat pe șapte zile și, totodată, cît din acest trafic reprezintă traficul de telegrame în tranzit. Ziua cea mai încărcată este sîmbăta, totuși se poate observa că traficul telegrafic prelucrat crește ușor de luni pînă sîmbătă și înregistrează o scădere bruscă duminica.

Cu ajutorul acestor date se pot trasa diagramele din figura 3, din care se poate urmări variația traficului telegrafic ce se prelucrează în cele 12 luni ale anului, în oficiul telegrafic

Deoarece traficul telegrafic mai cuprinde și efectuarea de convorbiri telegrafice de către abonații telegrafici, a fost necesară studierea și variația provocată de aceste convorbiri.

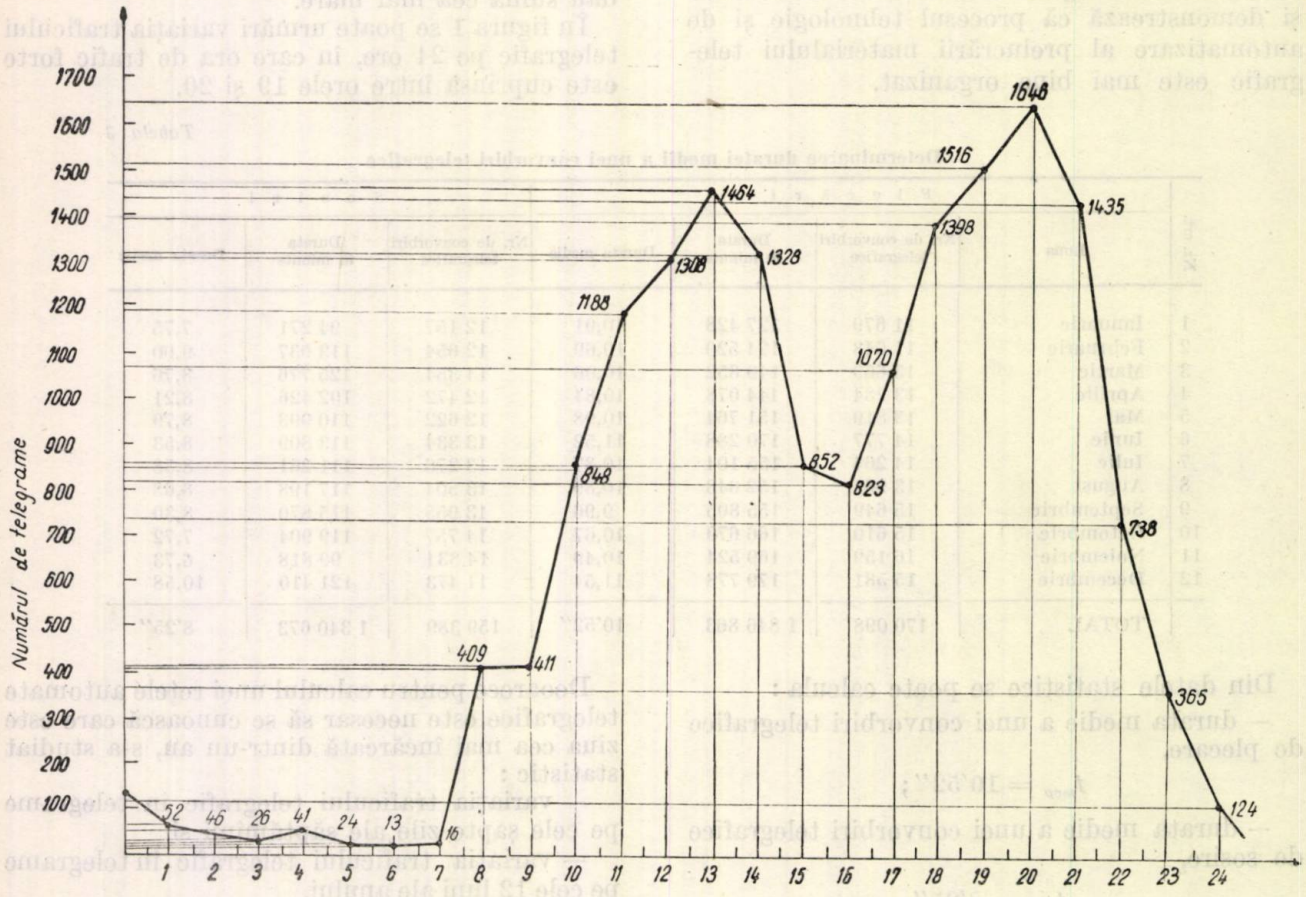


Fig. 1. Variația traficului telegrafic prelucrat într-un oficiu telegrafic din R.P.R. pe timp de 24 ore.

asupra căruia s-a făcut studiul statistic. Se poate observa prin intermediul curbei *b* care este traficul de telegrame tranzit din totalul traficului prelucrat.

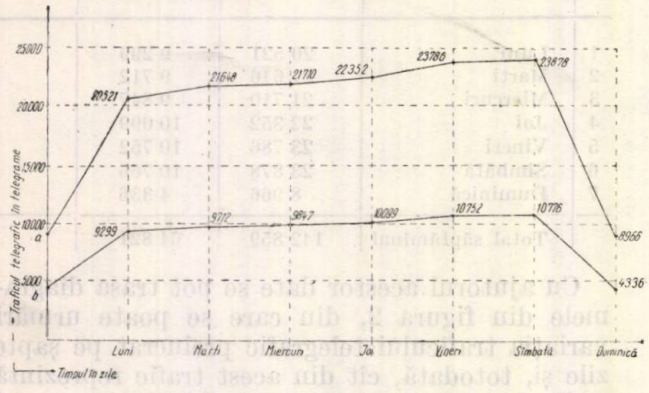


Fig. 2. Variația traficului pe șapte zile: *a*—trafic total; *b*—trafic tranzit.

Luna cea mai încărcată a anului este decembrie.

În acest sens s-a studiat statistic variația traficului provocată într-un oficiu telegrafic de convorbirile telegrafice pe timp de o săptămînă

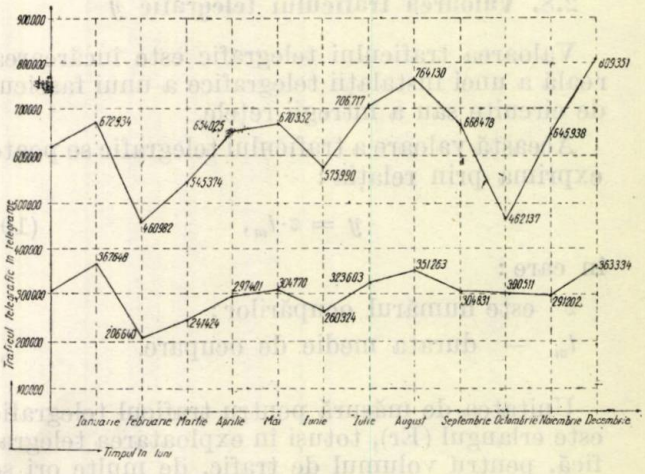


Fig. 3. Variația traficului telegrafic pe 12 luni *a*—trafic total; *b*—trafic tranzit.

și pe lunile unui an. Din studiu a rezultat că ziua cea mai încărcată este miercurea și ora de trafic forte este cuprinsă între orele 13 și 14.

Tabelele 6 și 7 și figurile 4 și 5 arată variația traficului telegrafic provocată de convorbirile telegrafice.

Tabela 5

Valorile traficului telegrafic prelucrat pe cele 12 luni ale anului

Nr. crt.	Luna	Nr. telegrame prelucrate	Nr. telegrame tranzit	Observații
1	Ianuarie	672 934	367 648	
2	Februarie	460 982	206 640	
3	Martie	545 374	241 424	
4	Aprilie	654 025	297 401	
5	Mai	670 352	304 770	
6	Iunie	575 990	260 324	
7	Iulie	706 717	323 603	
8	August	764 130	351 263	
9	Septembrie	668 478	304 831	
10	Octombrie	462 137	300 511	
11	Noiembrie	645 938	291 202	
12	Decembrie	809 351	363 334	
	Total anual	7 636 413	3 612 951	

Tabela 6

Valorile traficului telegrafic în număr de convorbiri pe cele șapte zile ale săptămînii

Nr. crt.	Ziua	Nr. de convorbiri	Observații
1	Luni	1 440	
2	Marți	1 428	
3	Miercuri	1 799	
4	Joi	1 532	
5	Vineri	1 487	
6	Simbătă	1 282	
7	Duminică	150	
	Total săptămînal	9 118	

Tabela 7

Valorile traficului telegrafic în număr de convorbiri pe cele 12 luni ale anului

Nr. crt.	Luna	Nr. de convorbiri telegrafice	Observații
1	Ianuarie	23 836	
2	Februarie	24 302	
3	Martie	28 023	
4	Aprilie	25 756	
5	Mai	26 441	
6	Iunie	28 111	
7	Iulie	27 540	
8	August	27 465	
9	Septemvrie	29 604	
10	Octombrie	30 367	
11	Noiembrie	30 990	
12	Decembrie	27 054	
	Total anual	329 487	

Din figura 5 se poate vedea că luna cea mai încărcată cu convorbiri telegrafice este noiembrie și totodată se observă că variația acestui trafic telegrafic este neuniformă.

2.10. Concentrarea traficului telegrafic *c*

Prin concentrarea traficului telegrafic se înțelege raportul dintre traficul telegrafic forte și traficul pe 24 ore.

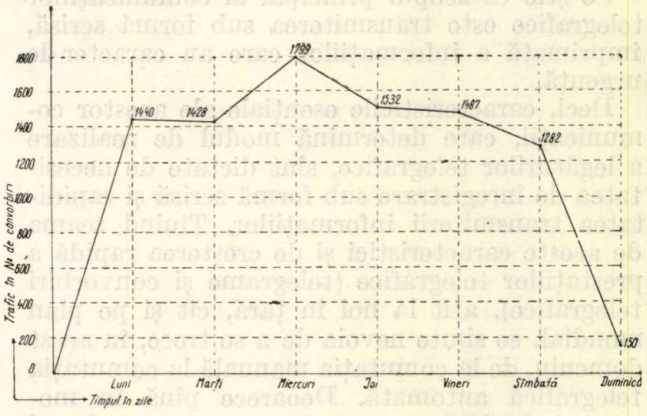


Fig. 4. Variația numărului de convorbiri telegrafice pe cele șapte zile ale săptămînii.

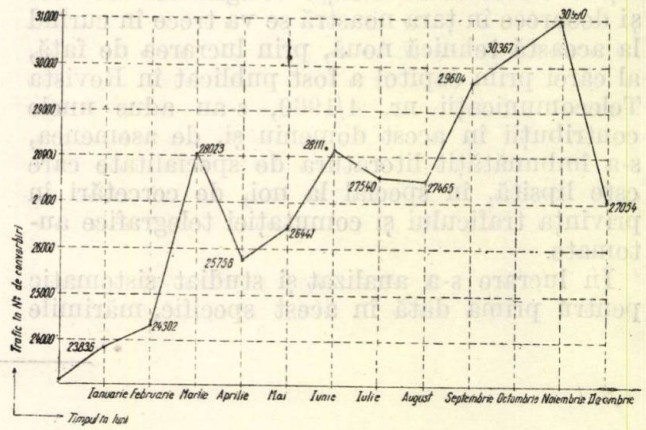


Fig. 5. Variația numărului de convorbiri telefonice pe cele 12 luni ale anului.

Dacă studiem diagrama din figura 1 se poate calcula cu aproximație concentrarea, și anume :

$$c = \frac{y_{H.Tg.F}}{\sum_{1}^{24} y} = \frac{1\,646}{17\,135} = 0{,}09.$$

Dacă vom lua în considerare diagrama *a* din figura 2, vom vedea că în ziua de sîmbătă traficul telegrafic este de 23 878 telegrame, menținînd aceeași valoare pentru ora de trafic forte *H.Tg.F* vom avea :

$$c = \frac{1\,646}{23\,878} = 0{,}07.$$

Luînd acum ziua cu încărcarea cea mai mică, și anume duminica, vom avea :

$$c = \frac{1\,646}{8\,966} = 0{,}18.$$

Se poate spune deci că valoarea medie a concentrației traficului telegrafic este de aproximativ 0,12, putînd să varieze între 0,07 și 0,18.

Deci :

$$c_m = 0{,}12 \qquad (11)$$

CONCLUZII

Se știe că scopul principal al comunicațiilor telegrafice este transmiterea sub formă scrisă, imprimată a informațiilor care au caracter de urgență.

Deci, caracteristicile esențiale ale acestor comunicații, care determină modul de realizare a legăturilor telegrafice, sînt dictate de necesitatea de înregistrare sub formă scrisă și rapiditatea transmiterii informațiilor. Ținînd seama de aceste caracteristici și de creșterea rapidă a prestațiilor telegrafice (telegrame și convorbiri telegrafice), atît la noi în țară, cît și pe plan mondial, se simte nevoia de a se trece, în acest domeniu, de la comutația manuală la comutația telegrafică automată. Deoarece pînă în momentul de față nu s-au fixat norme precise și obligatorii pentru calculul și proiectarea instalațiilor necesare comutației telegrafice automate și deoarece în țara noastră se va trece în curînd la această tehnică nouă, prin lucrarea de față, al cărei prim capitol a fost publicat în Revista Telecomunicații nr. 4/1960, s-au adus unele contribuții în acest domeniu și, de asemenea, s-a îmbunătățit literatura de specialitate care este lipsită, în special la noi, de cercetări în privința traficului și comutației telegrafice automate.

În lucrare s-a analizat și studiat sistematic pentru prima dată în acest specific, mărimile de bază ale traficului telegrafic de care trebuie să se țină seamă la introducerea comutației automate. Aceste mărimi de bază sînt :

— sursele de trafic telegrafic ;
— ocupările în comutația telegrafică automată ;
— cazurile de ocupat în comutația telegrafică automată ;
— pierderile ;
— durata medie de ocupare ;
— valoarea traficului telegrafic ;
— ora de trafic telegrafic forte ;
— concentrația traficului telegrafic ;

Folosindu-se metode statistice, s-a determinat, legat de specificul exploatării telegrafice din R.P.R., valorile de bază ale mărimilor care vor putea fi utilizate de aici înainte în studiile și proiectările comunicațiilor telegrafice automate din țara noastră.

Pe baza acestor valori obținute se va studia într-un viitor articol, metodele teoretice de calcul ce se pot aplica în comutația automată telegrafică, ca o aplicație particulară a calculului probabilităților.

BIBLIOGRAFIE

[1] Grigore Stelian *Principii de organizare a rețelelor moderne telegrafice de abonat și de uz general.* Telecomunicații 4, (1960), nr. 4, iulie-august, pag. 171—182.

[2] Grigore Stelian. *TEZA DE DIZERTAȚIE Metode de calcul pentru comutația telegrafică automată și determinarea valorilor de bază, pentru rețeaua telegrafică din R.P.R.* Institutul politehnic-București, 1962—1963.

[3] I. Constantinescu *Metode de prelucrarea datelor statistice în telecomunicații.* Telecomunicați 2 (1958), nr. 6, pag. 243—248.

Ing. GHEORGHE MITROFAN

Reducerea spectrului de frecvență a semnalului de televiziune

CZ 697.397.61

Una din problemele actuale ale televiziunii este și transmiterea imaginii la distanțe mari. Rezolvarea acestei probleme este îngreuiată de necesitatea transmiterii unui spectru larg de frecvență — de la 50 Hz pînă la 6—7 MHz. Transmiterea unui astfel de spectru este posibilă numai în gama de undă ultrascurtă a cărei rază de acțiune este limitată. De asemenea, transmiterea unui astfel de spectru cu ajutorul conductorilor obișnuiți este imposibilă ; pentru aceasta se folosesc cabluri speciale (tip coaxial) care costă foarte scump.

Este cunoscut că cu ajutorul retranslației se poate transmite semnalul de televiziune — cu spectrul de frecvență complet — la orice distanță. Cu toate acestea pentru o mai mare eficacitate economică și tehnică a retranslației este necesar să se îngusteze spectrul de frecvență al semnalului de televiziune. Îngustarea spectrului de frecvență a semnalului de televiziune va permite transmiterea suplimentară pe aceeași linie și a semnalelor telefonice și telegrafice. O îngustare serioasă a spectrului de frecvență va crea posibilitatea realizării retranslației semnalelor de televiziune în gama undelor scurte la distanțe foarte mari cu ajutorul utilajelor tehnice destul de simple.

Se pune întrebarea : există posibilități teoretice de îngustare a spectrului de frecvență a semnalului de televiziune fără a se înrăutăți calitatea imaginii ? Răspunsul la această întrebare îl dă teoria informației.

Teoria informației rezolvă două probleme care sînt fundamentale pentru tehnica comunicațiilor :

1. Problema folosirii la maximum a capacității de transmitere a canalului de comunicație.

2. Problema eficacității și siguranței comunicațiilor în condiții de zgomot.

Problema folosirii la maximum a capacității de transmitere a canalului de comunicație înseamnă transmiterea pe canal a unei cît mai mari cantități de informație în unitatea de timp. Teoria informației ne dă posibilitatea să determinăm de care factori depinde această capacitate de transmitere a canalului și în ce fel trebuie transformată informația pentru a-l folosi la maximum. Ca o caracteristică a teoriei informației actuale este studierea semnalului din punct de vedere statistic și al probabilității. Aceasta înseamnă că semnalul la intrare în canal se studiază nu ca o funcție dată în timp, ci ca o totalitate de funcții posibile de timp, determinate și de probabilitatea apariției lor; de asemenea, acțiunea zgomotului se califică nu după raportul semnal/zgomot, ci după un oarecare parametru statistic, care caracterizează autenticitatea datelor recepționate.

La prima vedere se pare că canalul necesar pentru transmiterea semnalelor continue — semnalul de televiziune este o funcție continuă — trebuie să posede o capacitate de transmitere infinit mare. Aceasta decurge din faptul că numărul valorilor instantanee al semnalului continuu într-un anumit timp este infinit mare. În realitate nu este așa. Așa cum a demonstrat Kotelnicov (demonstrația se poate găsi în [1]), orice semnal continuu care nu conține frecvențe mai mari decît F_{max}, poate fi scris sub forma următorului șir :

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2F_{max}}\right) \frac{\sin \pi (2F_{max}\, t - n)}{\pi (2F_{max}\, t - n)}.$$

Valorile funcției $f(t)$ în punctele $t = \frac{n}{2F_{max}}$, care sînt coeficienții acestui șir, determină în întregime funcția. Aplicarea acestei teoreme în televiziune înseamnă că semnalul de televiziune se poate înlocui cu o serie de impulsuri, de amplitudine diferită, și deplasate unul față de celălalt la distanțe egale cu timpul de transmitere a unui element din imagine, adică $\Delta t = \frac{1}{2F_{max}} = 0{,}0685$ μs. $F_{max} = 7{,}3$ MHz — frecvența maximă a semnalului de televiziune la ieșirea tubului videocaptor, pentru standardul sovietic.

Cu ajutorul teoremei lui Kotelnicov se poate demonstra teorema lui Shannon [2], care spune că, cantitatea maximă de informație (unități binare), care poată fi transmisă fără eroare pe un canal cu zgomot, este determinată de formula : $I_{max} = \Delta F T \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_{zg}}\right)$,

unde :

ΔF este banda de transmitere a canalului;

T — timpul de transmitere;

P_s — puterea medie a semnalului;

P_{zg} — puterea medie a zgomotului.

Dacă $P_s \gg P_{zg}$, atunci $I_{max} = \Delta F T \log_2 \frac{P_s}{P_{zg}}$.

de unde :

$$\Delta F = \frac{I_{max}}{T \log_2 \frac{P_s}{P_{zg}}} \qquad (1)$$

Din formula (1) se vede că banda de frecvență, necesară pentru transmiterea unei știri, poate fi micșorată prin trei metode :

1. Mărind timpul de transmitere T.

2. Mărind raportul $\frac{P_s}{P_{zg}}$.

3. Reducînd capacitatea canalului prin eliminare de redondanță.

1. MĂRIREA TIMPULUI DE TRANSMITERE

Pentru micșorarea benzii de frecvență ΔF pe baza măririi timpului de transmitere T, este suficient să se acumuleze semnalul de televiziune cu o viteză obișnuită și apoi să se transmită cu o viteză micșorată. Înregistrarea imaginii se poate face pe ținta unui tub cu memorie, pe bandă magnetică sau termoplastică sau pe peliculă fotografică. Banda de frecvență se va micșora de atîtea ori, de cîte ori viteza de citire va fi mai mică decît viteza de înregistrare. Pentru restabilirea semnalului inițial, în punctul de recepție, este necesar să se acumuleze și apoi să se citească cu o viteză mărită.

Această metodă s-a aplicat în videotelefonie [3]. În această instalație s-a transmis un cadru din 40. Semnalul acestui cadru se înregistrează pe un tambur magnetic și apoi se citește de 40 de ori mai încet. La recepție, cadrul respectiv se reproduce pe ecranul unui potențialoscop cu imagine vizibilă.

Înregistrarea magnetică s-a folosit și pentru transmiterea imaginii de televiziune din Australia în Anglia în gama de undă a radiodifuziunii [4]. Înregistrarea imaginii cu ajutorul tubului cu memorie s-a folosit în televiziunea industrială [5], unde ca tub cu memorie s-a folosit tubul cu remanență. De aceea, cu ajutorul acestei instalații se pot transmite numai imagini statice, în schimb semnalul video se poate transmite pe circuit telefonic. Metoda de micșorare a timpului de transmitere a fost folosită de savanții sovietici pentru prima transmitere a imaginilor viețuitoarelor din cosmos, cît și transmiterea de pe bordul navei cosmice a primei imagini a părții nevăzute a lunii [6].

De asemenea, folosirea metodei transmiterii încetinite permite transformarea semnalului de

radiolocație în semnal de televiziune și apoi transmiterea acestuia în punctul necesar cu o bandă de frecvență îngustă [7].

2. MĂRIREA RAPORTULUI $\frac{P_s}{P_{zg}}$

Pentru micșorarea benzii de frecvență pe baza măririi raportului $\frac{P_s}{P_{zg}}$, este necesar să cuantizăm, în prealabil, semnalul de televiziune, adică să-l împărțim în elemente discrete cu durata $\Delta t = \frac{1}{2 F_{max}}$ și apoi să-l transformăm într-un semnal în trepte cu m niveluri (fig. 1).

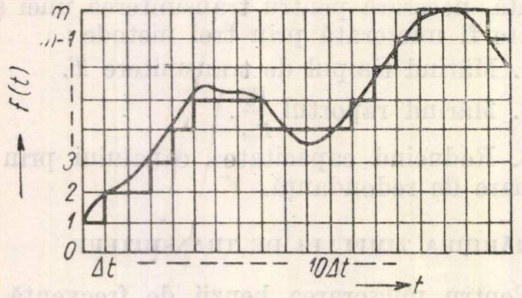


Fig. 1

Totalitatea de elemente se împarte în grupe, fiecare grupă conținînd n elemente. Dacă fiecare grupă se va coda cu un impuls de o amplitudine corespunzătoare și de o durată $n\Delta t$, spectrul semnalului se va micșora de n ori. În acest caz, sînt necesare impulsuri cu m^n niveluri diferite în loc de m, cît erau în semnalul inițial. Aceasta face ca stabilitatea la paraziți să scadă. Pentru ca aceasta să nu se întîmple este necesar să se mărească raportul semnal/zgomot de la $\frac{P_s}{P_{zg}}$ la $\left(\frac{P_s}{P_{zg}}\right)^n$.

Cele arătate mai sus pot fi exemplificate

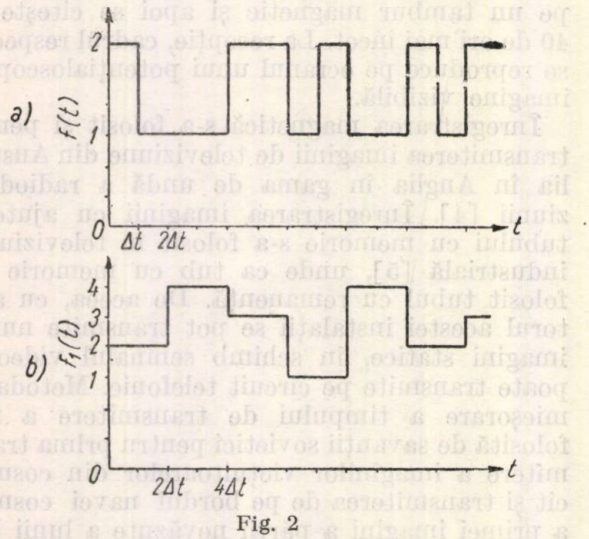


Fig. 2

luînd un caz particular: $m = 2$, $n = 2$, adică banda se va micșora de două ori (fig. 2 *a* și *b*).

Semnalul din figura 2 *a* îl vom coda conform tabelei 1. Întrucît s-a luat valoarea amplitudinei impulsurilor egală cu nivelul zgomotului, atunci, după codare, la nivelul zgomotului trebuie să se deosebească patru niveluri deosebite,

Natura grupei	Nivelul imp. codate	Durata imp. codate
	1	$2\Delta t$
	2	$2\Delta t$
	3	$2\Delta t$
	4	$2\Delta t$

ceeace duce la apariția erorilor în punctul de recepție. Pentru a preîntîmpina aceasta, este necesar să se mărească nivelul semnalului de două ori. Este clar că, pentru a păstra eroarea admisibilă în prezența zgomotului, transmiterea unui semnal cu un număr mare de niveluri cere o mărire, practic nereală, a puterii semnalului. Aceasta explică nefolosirea practică a acestei metode.

3. REDUCEREA CAPACITĂȚII CANALULUI DE TELEVIZIUNE

Pentru înțelegerea materialului ce va urma, este necesar să se spună cîteva cuvinte despre informație și măsura ei. Se numește informație numai acele știri, mesaje care sînt noi, neașteptate pentru cel ce le recepționează, sau acelea a căror probabilitate de apariție este mai mică decît 1. Ca o măsură cantitativă a informației poate să slujească numărul mesajelor posibile, create de sursă. De exemplu: volumul maxim de informație creat de tubul videocaptor va fi de $N = (A_m^n) = m^n = 10^{440\,000}$

unde:

(A_m^n) reprezintă aranjamente cu repetiție;

m — numărul maxim de gradații de lumină distincte, care poate fi transmis (de obicei, acest număr nu trece de 10);

$n = k\, z_a^2$ — numărul de elemente în timp de un cadru.

Pentru standardul sovietic $n = \frac{4}{3}\, 575^2 = 440.000$ $\left(k = \frac{4}{3}\right.$ — raportul de aspect, $z_a = 575$ — numărul de linii active$\left.\right)$.

N reprezintă numărul maxim de imagini, care se deosebesc între ele cu ceva.

Cu cît probabilitatea apariției unui element este mai mică, cu atît mai mare este sur-

priza la apariția lui și cu atît mai mare este informația creată de acest element.

Din punct de vedere al practicii este important să putem compara cantitativ gradul de nedeterminare al celor mai diferite evenimente. Pentru aceasta s-a introdus o unitate de măsură numită unitate binară sau bit. Unitatea binară a informației — bitul — se numește valoarea informației transmisă prin alegerea uneia din două mărimi egal posibile. Așa de exemplu, prin aruncarea unei monede, știrea că a ieșit *stema* corespunde unei informații de un bit. Sau în cazul transmiterii imaginii de televiziune, volumul maxim de informație va fi egal cu $Q_{max} = \log_2 N = n \log_2 m = 1\,460\,000$ biți/cadru. Viteza de creare a informației (productivitatea) de către sursa de informație se exprimă astfel [8]: $H = \lim_{n\to\infty} \frac{\log_2 N}{n} \frac{\text{biți}}{\text{simb. l}}$, unde N este numărul de mesaje de o lungime n. În cazul de mai sus, unde s-a presupus că probabilitatea apariției fiecărui element este aceași, H va fi: $H = \lim_{n\to\infty} \frac{\log_2 m}{n} = 3{,}32 \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}$.

Dacă însă, o sursă produce n simboluri a căror probabilitate de apariție este diferită, atunci mesajul de lungime n va conține X_1 — simboluri de tipul 1, X_2 — de tipul 2 și a.m.d. Numărul posibil de combinații a acestor simboluri va fi $N = P_{X_1, X_2 \ldots X_m} = \frac{n!}{\prod_{j=1}^{m} X_j!}$, unde $P_{X_1, X_2 \ldots X_m}$ — permutări cu repetiție. În acest caz, H va fi:

$$H = \lim_{n\to\infty} \frac{\log_2 \frac{n!}{\prod X_j!}}{n} = -\sum_{j=1}^{m} P(j) \log_2 P(j) \frac{\text{biți}}{\text{simbol}},$$

unde $P(j)$ este probabilitatea simbolului j, iar $\sum_{j=1}^{m} p(j) = 1$.

Shannon numește entropie mărimea H, în analogie cu asemenea mărime din termodinamică. Se demonstrează [9] că entropia este maximă în cazul egalității probabilității tuturor simbolurilor. Aceasta înseamnă că cu cît distribuția probabilităților este mai uniformă, cu atît informația este mai mare. De asemenea, în cazul cînd probabilitatea apariției unui simbol este egală cu 1, entropia este egală cu zero.

În calcularea entropiei trebuie să se mai țină seama că procesul de creare a informației se produce în timp, transmițîndu-se simbol după simbol. Dacă pe secundă se transmit k simboluri, atunci cantitatea de informație pe secundă va fi, în medie, egală cu $H = -k \sum_{j=1}^{m} P(j) \log_2 p(j) \frac{\text{biți}}{\text{sec.}}$

Este ușor de demonstrat că pentru televiziune $k = 2F_{max}$,

deci $H = -2F_{max} \sum_{j=1}^{m} p(j) \log_2 p(j) \frac{\text{biți}}{\text{sec.}}$

În cazul egalității probabilităților apariției simbolurilor $H = H_{max} = 2F_{max} \log_2 m \frac{\text{biți}}{\text{sec.}}$ (2), deoarece $p(j) = \frac{1}{m}$.

La construirea aparatajului canalurilor de televiziune nu se iau în considerare caracteristicele de probabilitate ale semnalului de televiziune, adică, canalurile de televiziune se proiectează pentru transmiterea prin ele a unui volum maxim de informație, volum determinat de formula (2). În realitate, însă, volumul de informație transmis prin canal este cu mult mai mic. Prin urmare există un surplus de informație numit și redondanță: $R = \frac{H_{max} - H}{H_{max}}$.

În acest fel se creează posibilitatea adaptării sursei de informație la canalul de televiziune. Actualmente, capacitatea canalului de televiziune, la care se referă, de fapt, formula (1), este cu mult mai mare decît informația transmisă prin el. Printr-o codare sau transformare corespunzătoare a semnalului de televizilune se poate reduce capacitatea necesară a canalului pe baza eliminării redondanței.

Acest surplus R creează posibilități teoretice și practice de reducere a benzii de frecvență a canalului de televiziune. De pildă, o astfel de reducere a benzii de frecvență se poate obține dacă înainte de a trimite semnalul de televiziune în canal se va coda astfel încît să se egalizeze probabilitățile apariției lui [11, 12], În punctul de recepție, prin decodare, i se va reintoarce semnalului distribuția inițială a probabilităților apariției lui (fig. 3). Schema de codare egalizează probabilitățile apariției simbolurilor, astfel ca $H_1 = 2F_1 \log_2 m \frac{\text{biți}}{\text{sec.}}$. Dar informația nu trebuie să se piardă, deci $H = H_1$, adică $-2F_{max} \sum_{j=1}^{m} p(j) \log_2 p(j) = 2F_1 \log_2 m$.

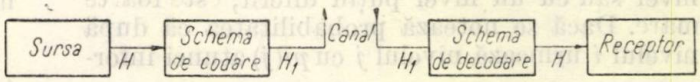


Fig. 3

Așa cum $\log_2 m > \sum_{j=1}^{m} p(j) \log_2 p(j)$ atunci $F_1 < F_{max}$.

Calculele lui Samoilov [13] au arătat că $H = 3{,}025 \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}$ pentru $m = 10$, prin urmare $R = 8{,}8\%$. De asemenea, Lebedev și Pil [14]

au calculat H pentru imagini ca: A — față în prim plan, B — baschetboliști în mișcare și C — spectatori pe stadion, unde au găsit, corespunzător, $H_A = 1{,}95 \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}$, $H_B = 1{,}96 \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}$, $H_C = 2{,}78 \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}$ pentru $m = 8$.

De aici se poate trage concluzia că posibilitatea teoretică de îngustare a benzii, avînd în vedere inegalitatea distribuirii probabilităților nivelurilor semnalului de televiziiune, este egală în medie cu 10—15% (adică de 1,11—1,18 ori). Practic, nu s-au căutat posibilități de realizare a acestei metode, întrucît ea nu permite o reducere serioasă a benzii de frecvență.

O altă posibilitate de reducere a benzii de frecvență constă în aceea că probabilitățile condiționate (de tranzit) ale semnalului de televiziune sînt neuniforme.

Într-adevăr, calcularea entropiei H_{max} (2) s-a făcut presupunîndu-se că valorile strălucirii în oricare două puncte ale imaginii sînt independente între ele, dar în realitate strălucirea se schimbă foarte puțin la trecerea de la un element la altul al aceleeași imagini sau chiar al altei imagini, dar apropiată în timp. Sensul acestui surplus constă în aceea că printre m^n combinații posibile ale valorilor strălucirii în toate punctele ecranului, combinațiile cu sens (adică trecerile brusce sau detaliile fine) care pot fi denumite *imagini* vor forma o parte neînsemnată. Marea majoritate a acestor combinații vor forma o mulțime dezordonată de puncte de strălucire diferită, departe de a forma vre-un subiect. Printre altele, entropia H a imaginii de televiziune trebuie să țină seamă numai de acele combinații ale strălucirii care au un oarecare sens să fie transmise și nu toate combinațiile. De aici rezultă: probabilitatea, că după simbolul dat urmează un simbol cu același nivel sau cu un nivel puțin diferit, este foarte mare. Dacă se notează probabilitatea că după nivelul i urmează nivelul j cu $pi(j)$ atunci informația va fi [10] $Hi = -\sum_{j=1}^{m} pi\,(j) \log_2 p_i\,(j)$.

Dacă acum se are în vedere că semnalul are elemente dependente și cu probabilități de apariție diferite, se va primi următoarea formulă pentru valoarea informației [10]:

$$H' = \sum_{i=1}^{m} p(i)\, H_i = -\sum_{i=1}^{m} p(i) \sum_{j=1}^{m} p_i(j) \log_2 p_i(j) \frac{\text{biți}}{\text{simbol}}.$$

În lucrarea [14] se dau, pentru imaginile amintite, A, B, C, valorile entropiei H': $H'_A = 0{,}36$; $H'_B = 0{,}69$; $H'_C = 1{,}34$ pentru $m = 8$. Prin urmare, dacă se are în vedere legăturile statistice între două elemente alăturate pe orizontală, posibilitatea de îngustare a benzii pentru cele trei imagini va fi, corespunzător, de 95% (8,2 ori) 89% (4,5 ori) și 55% (2,25 ori).

În cazul intervalului mare dintre elementele succesive, este greu să ne dăm seama de legăturile statistice ale acestor elemente calculînd entropia. De aceea, în acest caz se folosește funcția autocorelație [10]:

$$A(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} f(t) \cdot f(t + \tau)\, dt$$

unde:

$f(t)$ este funcția semnalului;
T — durata semnalului;
τ — intervalul dintre elementele succesive.

Prin urmare, funcția autocorelației caracterizează legăturile statistice dintre elementele succesive.

Calculele au arătat [14, 15, 16] că dacă se are în vedere două elemente anterioare, valoarea entropiei se deosebește foarte puțin de valoarea calculată în cazul cunoașterii numai a unui element anterior. Aceasta a făcut să se tragă concluzia că cunoașterea nivelului elementului anterior este suficientă pentru a cunoaște și nivelul elementului următor lui și deci, marea parte a redondanței totale este dată de aceste legături statistice.

În cele ce urmează se va da o scurtă descriere a cîtorva metode de reducere a benzii de frecvență a semnalului de televiziune, bazate pe adaptarea sursei de informație la canal.

a) Metoda de codare a semnalului diferență [8]

Întrucît probabilitatea că după un element dat urmează un element cu același nivel este foarte mare, atunci și probabilitatea, că diferența dintre nivelurile acestor elemente este zero, este foarte mare. În cazul cînd cele două niveluri nu vor fi identice va apare un semnal numit

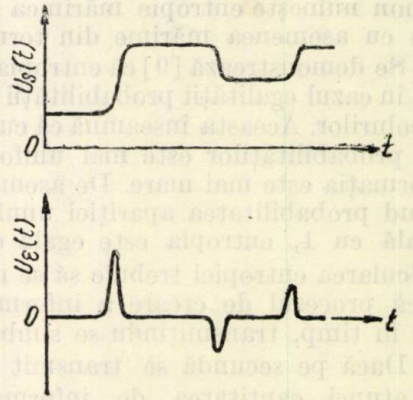


Fig. 4

semnal eroare (fig. 4). Un astfel de semnal se formează cu ajutorul schemei din figura 5 [16]. Timpul de întîrziere τ este egal cu timpul de

transmitere a unui element din imagine. De asemenea, aproape unul de altul sînt şi valorile semnalelor îndepărtate la un interval egal cu timpul de transmitere a unei linii sau a unui cadru. În acest caz semnalul diferenţă va conţine o cantitate şi mai mare de valori zero.

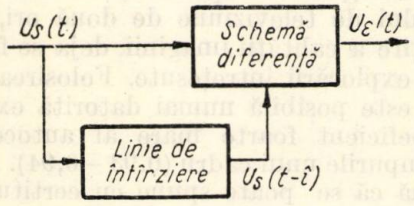


Fig. 5

Semnalul format conform acestei metode se caracterizează printr-o neuniformitate accentuată a probabilităţii diferitelor niveluri; cel mult probabil este apariţia nivelului zero, cel mai puţin probabil este apariţia nivelului maxim. Dacă un astfel de semnal se va coda în aşa fel, încît valorilor mai mult probabile să le corespundă combinaţiile de codare cele mai scurte şi invers [11], atunci şi banda de frecvenţă se va micşora, întrucît prin codare s-a realizat o micşorare a cantităţii de unităţi binare la un element. La recepţie prin decodare şi integrare se va restabili semnalul iniţial $U(t)$. Această metodă are dezavantajul că acţiunea paraziţilor va crea distorsiuni neadmise pentru semnalul transmis, deoarece odată apărută, dn cauza paraziţilor, eroarea se va menţine în tot timpul transmisiei. Pentru micşorarea influenţei paraziţilor a fost propusă metoda transmiterii coordonatelor valorilor noi [17].

b) Transmiterea coordonatelor valorilor noi

Pentru restabilirea imaginii iniţiale, în punctul de recepţie, este suficient să se transmită numai strălucirea şi coordonatele acelor puncte ale imaginii, în care strălucirea are o valoare diferită decît punctul anterior. În prealabil semnalul de televiziune se cuantizează (fig. 6 *a*), apoi cu ajutorul schemei de diferenţiere se formează impulsuri scurte ce apar în momentele schimbării nivelului semnalului (fig. 6 *b*). Aceste impulsuri, în prealabil, detectate şi limitate, (fig. 6 *c*) vor comanda un generator care va forma o tensiune în dinte de ferestrău (fig. 6 *d*), amplitudinea căreia va fi direct proporţională cu distanţa dintre trecerile alăturate în semnalul cuantizat (fig. 6 *e*). Semnalul valorilor noi (fig. 6 *f*) poate fi format cu ajutorul unui comutator electronic sau a schemei de coincidenţă. În ultimul caz, la intrarea schemei de coincidenţă, se dau două semnale: semnalul video (fig. 6 *a*) şi semnalul de comandă (fig. 6 *c*). Întrucît trecerile la valorile noi ale strălucirii sînt cu mult mai rare decît trecerile la valori, corespunzătoare valorilor anterioare ale strălucirii, printr-o codare corespunzătoare [17] se poate obţine o îngustare a benzii de frecvenţă. În canal se transmit semnalele (fig. 6 *e* şi 6 *f*), codate.

Această metodă exclude acumularea erorilor în transmiterea amplitudinii valorilor noi, însă

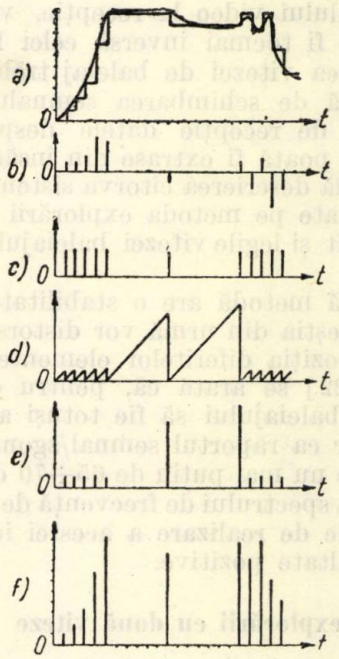


Fig. 6

rămîne acumularea erorilor în transmiterea coordonatelor diferitelor elemente ale imaginii. Pentru înlăturarea acestui neajuns a fost propusă [19, 20] metoda transmiterii, *noilor coordonate*, adică în funcţie de statistica semnalului de televiziune se transmit sau amîndouă coordonate ale elementelor (numărul liniei şi numărul elementului pe linie) sau numai coordonata de linie şi semnalul sfîrşitului unei linii. Se demonstrează [19] că pentru majoritatea imaginilor de televiziune este mai convenabil, din punct de vedere al reducerii spectrului de frecvenţă, să se transmită numai coordonata de linie şi semnalul sfîrşitului unei linii.

c) Metoda explorării cu viteză variabilă 21

Este cunoscut faptul că frecvenţele înalte ale spectrului semnalului de televiziune determină exactitatea transmiterii trecerilor brusce ale iluminării şi ale detaliilor fine. Pentru transmiterea detaliilor mari şi a trecerilor lente ale strălucirii este necesar să se transmită frecvenţe joase ale spectrului. Ideea explorării cu viteză variabilă constă în faptul că viteza baleiajului în tubul videocaptor şi cinescop nu este constantă, ca de obicei, ci se schimbă în funcţie de semnalul video. Astfel, în momentele de transmitere a trecerilor brusce ale iluminării viteza baleiajului se va micşora, frontul semna-

lului video se va alungi în timp, deci și frecvențele necesare pentru transmiterea lui vor fi mai joase. Dimpotrivă, la transmiterea trecerilor lente viteza baleiajului se va mări și, deci, componentele joase ale semnalului vor deveni mai înalte. În întregime spectrul de frecvență al semnalului se va micșora. Pentru restabilirea semnalului video la recepție, viteza baleiajului va fi tocmai inversă celei la emisie.

Schimbarea vitezei de baleiaj trebuie să fie astfel legată de schimbarea semnalului, încît în punctul de recepție datele despre viteza necesară să poată fi extrase din însăși semnal. În [22] se dă descrierea cîtorva sisteme de televiziune bazate pe metoda explorării cu viteză variabilă, cît și legile vitezei baleiajului acestor sisteme.

Și această metodă are o stabilitate mică la paraziți, aceștia din urmă vor distorsiona strălucirea și poziția diferitelor elemente ale imaginii. În [22] se arată că, pentru ca gradul fluctuației baleiajului să fie totuși acceptabil, este necesar ca raportul semnal/zgomot, la intrare, să fie nu mai puțin de 65÷70 dB pentru o reducere a spectrului de frecvență de patru ori.

Încercările de realizare a acestei idei nu au dus la rezultate pozitive.

d) Metoda explorării cu două viteze

Pentru realizarea acestei idei este necesar ca în prealabil să se cuantizeze semnalul, iar viteza baleiajului să primească doar două valori. Părțile din semnal care au o valoare constantă se transmit cu o viteză mai mare, iar părțile din semnal care se schimbă, se transmit cu o viteză mai mică (fig. 7). Astfel, banda de frecvență necesară pentru transmiterea semnalului transformat (fig. 7 *b*) va fi mai mică decît pentru transmiterea semnalului inițial (fig. 7 *a*).

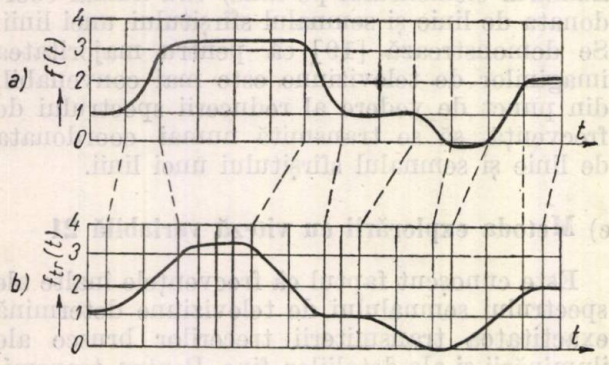


Fig. 7

Cele două valori ale vitezei se aleg pe baza proprietăților statistice ale semnalelor. În cazul cînd imaginea va fi mai bogată în conținut decît cea presupusă la alegerea valorilor celor două viteze o parte din imagine nu se va transmite. La recepție semnalul poate fi restabilit ușor, deoarece el conține informația despre nivelul și viteza transmiterii semnalului inițial.

Metoda explorării cu două viteze se poate realiza și fără o cuantizare prealabilă a semnalului, folosind semnalul eroare.

e) Metoda explorării întrețesute

Pentru îngustarea spectrului de frecvență al semnalului de televiziune de două ori, fără o înrăutățire a calității imaginii, deja se folosește metoda explorării întrețesute. Folosirea acestei metode este posibilă numai datorită existenței unui coeficient foarte mare al autocorelației între cîmpurile unui cadru (0,93—0,94). Aceasta înseamnă că se poate spune cu certitudine că după un cîmp urmează același cîmp.

În principiu se poate transmite un cadru cu ajutorul a patru cîmpuri ceea ce permite să se micșoreze frecvența cadrelor, deci și spectrul, încă de două ori. Experiențele au arătat, însă, că, din cauza efectului deplasării aparente ale liniilor pe verticală, calitatea imaginii se înrăutățește foarte mult.

f) Metoda explorării punctiforme

Această metodă are la bază existența unui coeficient mare al autocorelației între cadrele vecine. În acest caz imaginea de-a lungul unei linii, se împarte în elemente separate, iar un cadru se va transmite cu ajutorul a patru cîmpuri în felul următor:

Primul cîmp — elemente impare a liniilor pare.

Al doilea cîmp — elemente impare a liniilor pare.

Al treilea cîmp — elemente pare a liniilor impare.

Al patrulea cîmp — elemente pare a liniilor pare.

Banda de frecvență se va micșora încă de două ori față de metoda explorării întrețesute. Rezultatele practice au arătat că cîștigul în bandă nu depășește 1,5, deoarece această metodă duce la micșorarea definiției subiective pe orizontală.

În încheiere, trebuie subliniat că o parte din metodele amintite, care din punct de vedere teoretic permit să se reducă spectrul de frecvență al semnalului de televiziune de cîteva ori, încă nu se folosesc, ele găsindu-se doar în studiul experimental. Trecerea de la acest stadiu la stadiul folosirii lor practice va însemna un pas important în dezvoltarea televiziunii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Harchevici A. A. *Ocerchi obșcei teorii sveazi*, Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniko-teoreticeskoi literaturî. Moscova, 1955.

[2] Shannon S. „*Statisticescaia teoria peredaci electriceschih signalov*" Sbornik perevodov. „*Teoria peredaci electricischih signalov pri nalicii pomeh*", pod redacției N. A. Jeleznova, I.I.L. 1953.

[3] Electronic Engineering nr. 75, 1956 p. 1052.

[4] Wirelles World. November 1956, p. 550.

[5] Ennes H. E. *Slow — Swepp TV for closed — circuit use.* Electronics nr. 11, 1956, p. 140.

[6] Bogatov G. B. *Televidenie na zemle i v cosmose.* Izdatelsko Academii Nauc SSSR, Moscova, 1961.

[7] Kosticov J. V., Krîjanovschi V. D. *Introducere în televiziune.* Bucureşti. Editura tehnică, 1961.

[8] Oliver B. M. *Efectivnoe codirovanie"* sbornik perevodov *„Teoria informaţii i evo prilojenie"*, pod redacţiei A. A. Harchevici. Gosudorstvenoe izdatelstvo fizmat, 1959.

[9] Iaglom A. M., Iaglom I. N. *Veroiatnosti i informaţia.* Gosudarstvennoe izdatelstvo fizmat, 1960.

[10] Constantinescu Iancu, Condrea Sergiu, Nicolau Edmond. *Teoria informaţiei.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1958.

[11] Novic D. A. *C peredaci electricischih signalov optimalnim codom Shannona-Fanno.* Electrosveazi, nr. 7 1958.

[12] Novic D. A. *Efectivnaia sistema peredaci izobrajenia.* Electrosveazi nr. 8, 1962.

[13] Samoilov V. F. *Statisticeschie Svoistva televizionovo signala i trevobania c propuscnoi spasobnosti canala.* Sveazizdat, Moscova, 1955.

[14] Lebedev D. S., Pil E. I. *Experimentalnoe isledovanie statistichi televizionih soobcenii.* Tehnica kino i televidenia nr. 3, 1959.

[15] Kretzmer E. R. *Sgatistics of Television Signals* The Bell System Tehnical Journal, vol. 31, nr. 4, 1952, Iuly, p. 751

[16] Harrison C. V. *Experiments with Linear Predication.* The Bell System Tehnical Journal. vol. 31, nr. 4, 1952, Iuly, p. 764.

[17] Gouriet G. G. *Bandwith compression of a Television Signal.* The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. vol. 104, nr. 15, part. B, 1957, May, p. 265.

[18] Ignatiev N. K., Custariov A. K. *O metodah sujenia spectra televizionovo signala.* Electrosveazi, nr. 8, 1959.

[19] Tukerman I. I. *O peredaci coordinat elementov televizionovo izobrajenia.* Radiotehnika, nr. 4. 1958.

[20] Tukerman I. I. *Metodi sujenia spectra ciastot v televidenie.* Tehnica kino i televidenia, nr. 7, 1958.

[21] Cherry E. C., Gouriet G. G. *Some posibilities for the compression of Television Signals by Recoding.* The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 100 nr. 62 part. III, 1953, Ianuary, p. 9.

[22] Gurfinkel B. B. *Televizionie sistemi so statisticeskim soglasovaniem.* Radiotehnika i elektronika, tom. 1, vîpusc 5. 1956, aprel. p. 478.

Ing. NATALIA CUTIERU

Difuzorul ortofazic, o nouă realizare a tehnicii mondiale*

CZ 621.396.62:534.861

După cum se ştie, un transductor electroacustic perfect trebuie să redea întocmai fenomenele sonore determinate de forma electrică, menţinînd amplitudinea constantă şi negenerînd frecvenţe parazite. Sub acest aspect, difuzorul clasic electrodinamic cu membrana conică are unele neajunsuri. Partea sa mobilă care transmite mişcarea mediului înconjurător nu este solidară cu elementul motor (bobina), decît în lungul unui cerc cu diametrul relativ mic în comparaţie cu acela al conului, în interiorul căruia se propagă undele sonore cu viteze diferite. Astfel o membrană conică nu poate să lucreze ca un piston (singurul care funcţionează corect din punct de vedere teoretic), decît pentru un ansamblu de frecvenţe destul de joase, a căror limită superioară depinde de dimensiunile sale şi de proprietăţile fizice ale materialului utilizat. Deasupra acestor frecvenţe, membrana conică dă naştere la regimuri complexe de oscilaţii parţiale cu multiple rezonanţe. Amplitudinile transmise nu sînt redate uniform şi frecvenţele parazite îşi fac apariţia. Cauza acestui defect fiind localizarea prea concentrată a zonei de aplicare a forţei motoare, remediul este evident: obţinerea printr-un artificiu a comenzii directe a membranei în fiecare punct al acesteia. De aici a rezultat interesul provocat de recentele lucrări consacrate transductorilor electrostatici cu o bandă largă de trecere. Dar nici aceasta n-a constituit soluţia optimă. Nerenunţînd la principiul electrodinamic, specialiştii francezi Poutot şi Gogny au creat de curînd un nou tip de difuzor mai uşor aplicabil decît cel electrostatic (fără sursă de curent continuu şi o adaptare simplă la amplificator), cu o robusteţe mai mare şi avînd posibilitatea de a reda în condiţii optime întreaga dinamică orchestrală (ceea

* Comunicare ştiinţifică la Sesiunea tehnico-ştiinţifică a Uzinelor Electronica din 12—13 decembrie 1962.

ce nu se putea realiza cu membranele la care amplitudinea de vibrație rămîne foarte mică, în domeniul frecvențelor înalte). Acesta este difuzorul ortofazic a cărui prototipuri au provocat entuziasm la cel de-al IV-lea Festival al sunetului de la Paris din martie 1962.

Constituind poate cea mai originală realizare în domeniul electroacusticii în cursul ultimilor zece ani, difuzorul ortofazic reprezintă în același timp una din soluțiile cele mai bune de redare a spectrului sonor cu condiții optime a regimului tranzitoriu. Pentru o mai bună înțelegere a funcționării sale, se prezintă pe scurt cîteva variante asemănătoare care l-au precedat, avînd la bază același principiu.

1. CONSTRUCȚII PREMERGĂTOARE ALE DIFUZORULUI ORTOFAZIC

Acum 30 de ani firma Siemens a realizat așa numitul *Blatthaller* pentru sonorizarea spațiilor mari [1] a cărui principiu este arătat în figurile 1 și 2.

Membrana mobilă era constituită dintr-o foaie dreptunghiulară, subțire și gofrată, de aliaj de aluminiu cu dimensiuni relativ mari (90 × 60 cm). La suprafața sa era lipită o

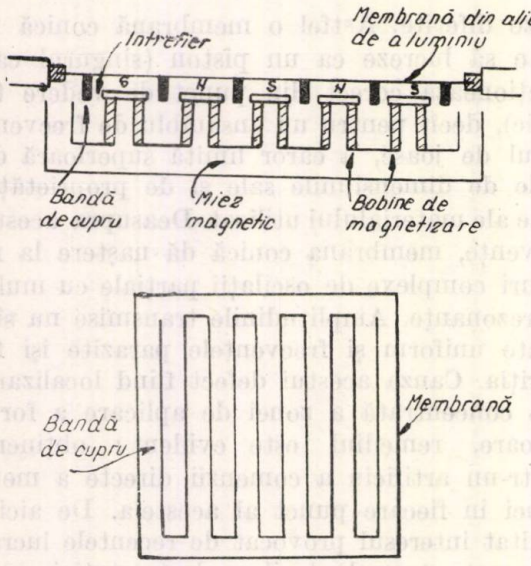


Fig. 1. Ilustrarea principiului difuzorului Blatthaller.

bandă de cupru de 25 mm lățime și 3 mm grosime, formînd o serie de conductori vecini și paraleli (fig. 1, 2). Membrana era susținută pe două laturi opuse, iar benzile conductoare tăiau liniile de forță ale unui electromagnet puternic.

Funcționarea Blatthallerului era satisfăcătoare, avea însă o construcție greoaie.

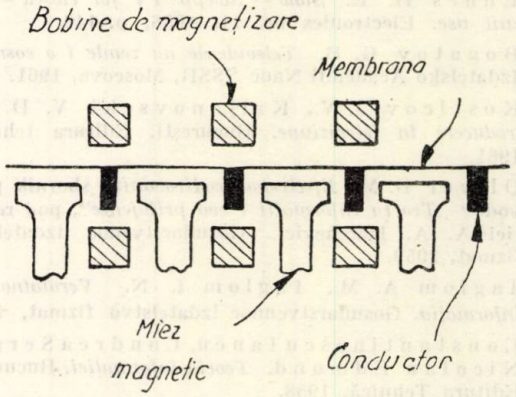


Fig. 2. Aranjament pentru concentrarea cîmpului magnetic în întrefier.

În 1954 regăsim în Anglia pe Stanley Kelly, care a realizat un Blatthaller miniatură cu schema de principiu arătată în figura 3.

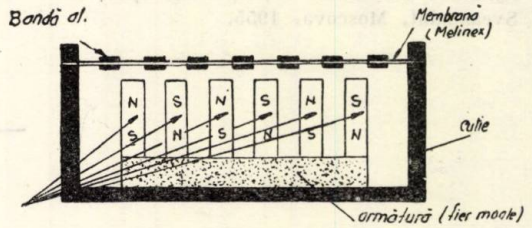


Fig. 3. Schema de principiu a Blatthallerului miniatură cu magneți permanenți, realizată de M. Stanley Kelly.

Membrana de 150 × 125 mm era formată din melinex, un material plastic pe bază de polietilen treftalat cu grosime de 6μ. Benzile conductoare din aluminiu erau așezate pe ambele fețe ale foliei de melinex, conectate în serie, avînd o rezistență de 15 Ω. Magneții de tip permanent erau constituiți din șase bare de ticonal de 7,5 cm lungime, 2,5 cm înălțime și 1 cm grosime. Cavitățile dintre piesele polare erau umplute cu spumă de poliuretan. Curba de răspuns a acestui difuzor, măsurată la 25 cm de membrană, are o neuniformitate de ± 2 dB în gama de frecvențe 80 — 12 000 Hz. Puterea sa maximă este de 10 W, iar randamentul de circa 2%.

2. DIFUZORUL ORTOFAZIC, O SOLUȚIE SUPERIOARĂ PRIN ALEGEREA JUDICIOASĂ A TIPULUI DE MEMBRANĂ

Dacă Blatthallerul inițial și versiunea lui Kelly folosesc membrană flexibilă (folie subțire de aluminiu și folie de melinex), ortofaza în forma recent realizată de Gogny folosește o suprafață radiantă, practic rigidă (sub 25 kHz) și vibrînd în bloc, dar în același timp foarte ușoară, redînd frecvențele cele mai ridicate ale spectrului sonor.

Randamentul teoretic al unui difuzor electrodinamic cu diafragma perfect rigidă se poate evalua prin următoarea formulă (2):

$$\eta = \frac{B^2 R_r m_1}{\rho\Delta (X_r + X_m)^2 \cdot 10^9},$$

unde

B este inducția în întrefier (Gs);

m_1 — masa (g) a conductorilor mobili supuși cîmpului magnetic;

Δ — masa specifică a conductorului mobil (g/cm³);

ρ — rezistivitatea (Ω/cm) a materialului conductorilor;

R_r — rezistența de radiație a membranei (Ω mecanici);

X_r — componenta reactivă, evaluată în Ω mecanici, a impedanței de radiație a membranei;

X_m — componenta reactivă a impedanței mecanice rezultînd din inerția părților mobile;

X_m — 2 II f m_t (m_t — masa totală evaluată în grame a părților mobile);

f — frecvența în Hz.

Această formulă, deși incompletă, arată că răspunsul în frecvență este dat de X_m (R_r și X_r fiind determinate de configurația membranei). În consecință, pentru a ajunge la frecvențe ridicate este necesară o membrană cît mai ușoară, dar rigidă, pentru a funcționa ca un piston. Se poate demonstra însă că deformările suferite de membrană sub acțiunea îndoirilor forțate sînt invers proporționale cu E/d^3 (E fiind modulul lui Young în dine/cm² a materialului considerat, iar d masa sa specifică).

De aici rezultă interesul pentru substanțele la care E/d^3 este cît mai mare [3].

Se obțin în acest caz rezultatele concretizate prin următoarea tabelă:

Tabela 1

Natura materialului	Modulul lui Young E (dyne) (cm²)	Masa specifică d (g/cm³)	E/d^3
Oțel	$20 \cdot 10^{11}$	7,7	$4{,}3 \cdot 10^9$
Aluminiu	$7 \cdot 10^{11}$	2,7	$23 \cdot 10^9$
Magneziu	$4 \cdot 10^{11}$	1,7	$80 \cdot 10^9$
Polistiren	$3{,}5 \cdot 10^{10}$	1,1	$25 \cdot 10^9$
Celuloză pentru membrană de difuzor (dură)	$2{,}8 \cdot 10^{10}$	0,8	$56 \cdot 10^9$
Celuloză pentru membrană de difuzor (moale)	$1 \cdot 10^{10}$	0,4	$150 \cdot 10^9$
Polistiren expandat	$35 \cdot 10^6$	0,013	$16\,000 \cdot 10^9$

Această tabelă pune în lumină interesul considerabil al polistirenului expandat, de 100 ori, mai rezistent la flexiune decît cea mai bună celuloză folosită la membrane de difuzoare uzuale.

Ținînd seama de aceste motive, membrana difuzorului ortofazic s-a realizat din foi plane de polistiren expandat cărora li s-a dat o formă convenabilă, pentru a da o mișcare uniformă și cu amplitudine mare a conductorilor în interiorul cîmpului magnetic.

3. DESCRIEREA CONSTRUCTIVĂ A ORTOFAZEI

După decuparea unor pătrate cu latura de 10 cm din foi de polistiren expandat de 8 mm grosime, se frezează nervuri paralele de 4 mm lățime și 6 mm adîncime, lăsînd în relief ridicături paralele de 2 mm lățime pe care se lipește bandă de aluminiu formînd conductorul motor, după cum se vede în figura 4, în care

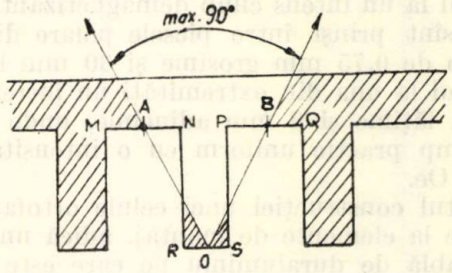


Fig. 4. Secțiune într-o celulă de difuzor ortofazic perpendicular pe direcția nervurilor practicate în grosimea membranei de polistiren expandat.

este dată o secțiune a unei fracțiuni de celulă de difuzor ortofazic perpendiculară pe direcția nervurilor practicate în grosimea membranei de polistiren expandat.

Membrana capătă o structură care poate fi asimilată cu o grindă cu T-uri paralele, a cărei rigiditate rămîne satisfăcătoare, cu condiția ca unghiul AOB (fig. 4) să fie de max. 90°, așa după cum a fost stabilit experimental [1].

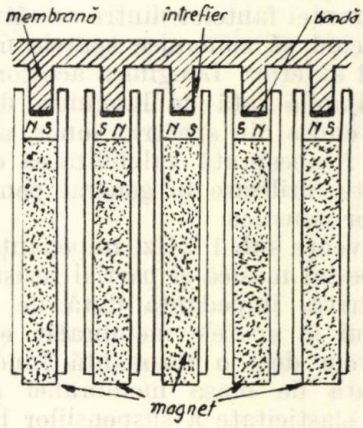


Fig. 5. Secțiune în membrana difuzorului ortofazic.

Conductorii motori sînt formați din bandă de aluminiu (rezistența de 0,25 Ω), cuprinzînd 17 benzi de 100 mm lungime și 2 mm lățime. Membrana cu banda de aluminiu cîntărește 1,5 g.

La două extremități ale membranei, perpendicular pe direcția conductorilor motori, sînt

lipite două benzi de poliuretan de 3 cm lățime, care constituie sistemul de suspensie și de legătură cu șasiul metalic al celulei ortofazice. La frecvențe înalte, o parte din aceste benzi de poliuretan vibrează, ceea ce explică cifrele date de constructor pentru suprafața activă a fiecărui element (10 × 13 cm).

Pentru sistemul magnetic sînt utilizate cele mai recente ferite magnetice cu structură orientată — 17 bare de ferită (3 mm grosime, 19 mm lățime, 100 mm lungime) magnetizate în sensul grosimii. Se pune accentul pe cîmpul coercitiv mare al magneților de ferite — 2 750 Oe, deoarece sensul de magnetizare supune materialul la un intens cîmp demagnetizant. Magneții sînt prinși între piesele polare din oțel Armco de 0,75 mm grosime și 30 mm lățime, formînd la una din extremități un întrefier de 3 mm lățime și 6 mm adîncime, unde există un cîmp practic uniform cu o intensitate de 2 000 Oe.

Restul construcției unei celule ortofazice se reduce la elemente de montaj, adică un cadru din tablă de duraluminiu pe care este fixată membrana centrată convenabil în întrefier, ținînd seama de amplitudinea maximă de vibrație care ajunge la 6 mm.

Celula astfel obținută se poate fixa fie într-o incintă acustică, fie pe o porțiune cilindrică, în care caz este lărgită caracteristica de directivitate.

4. ANALIZA SUMARĂ A FUNCȚIONĂRII DIFUZOARELOR ORTOFAZICE

Pentru a analiza funcționarea celulei ortofazice este dificil să se traducă printr-un echivalent electric sistemul mecanic al celulei, datorită prezenței fantelor dintre armăturile magnetice, făcînd să comunice spatele membranei cu mediul exterior. Lungimea acestor fante nu este neglijabilă față de lungimea de undă a sunetelor emise din spectrul sonor, astfel încît nu poate fi acceptată valabilitatea expresiilor simplificate, utilizate în general pentru impedanțele lor acustice.

La frecvențe sub 1 kHz, impedanța fantelor este în special masică și parțial rezistivă.

Dimpotrivă, impedanța dată de elasticitatea aerului în spatele membranei este foarte mare. Avem deci o rezonanță fundamentală determinată de masa membranei și coeficientul de elasticitate a suspensiilor laterale în poliuretan, care apare spre 40 Hz, bine amortizată de componenta rezistivă a fantelor.

O dată cu creșterea frecvenței mișcarea membranei este comandată în primul rînd de inerția masei sale. În consecință, forța motoare fiind constantă, amplitudinea de vibrație descrește cu 6 dB/octavă. Deoarece însă rezistența de radiație a membranei crește în același timp proporțional cu pătratul frecvenței (pînă pe la 3 kHz) puterea acustică radiată rămîne constantă și diagrama de directivitate rămîne sferică.

Elasticitatea aerului din spatele membranei dă în mod normal cîteva rezonanțe cu impedanțele inductive de inerție, dintre care prima (simetrică și ușor de corectat) de tip serie, cu masa membranei, este singura reperabilă pe la 3 100 Hz (frecvență la care nu mai este posibil să se asimileze fantele cu o impedanță acustică simplă, dar unde formează un ansamblu de mici canale sonore). Deasupra acestei frecvențe, fenomenele sînt mai complexe. Rezistența specifică a membranei se stabilizează la 42 Ω mecanici/cm², impedanța fantelor variază, dar se pare că rămînem în prezența mișcărilor cu componentă de inerție preponderentă, unde frecările rețelei de aer reduc randamentul.

Deoarece diagrama de directivitate își reduce progresiv unghiul (o cădere de 6 dB la 15 kHz, pentru un unghi de 30°) răspunsul axial se limitează la 25 kHz. Deasupra acestei frecvențe presiunea descrește cu 6 dB/octavă, membrana începe să cedeze și să aibă oscilații parțiale [6].

5. PERFORMANȚELE DIFUZOARELOR ORTOFAZICE

Performanțele obținute cu celulele ortofazice astfel concepute sînt următoarele:

Curba răspunsului axial: ± 2 dB între 1 și 25 kHz, sub 1 kHz (în particular, între 40 și 200 Hz) curba de răspuns depinde de tipul de sarcină acustică folosită.

Frecvența de rezonanță fundamentală: 40 Hz.

Impedanța la 1 kHz: 0,35 Ω (practic independentă de frecvență, avînd o creștere de 10% la 15 kHz).

Puterea admisibilă: de la 3 la 10 W (după natura sarcinii acustice).

Randamentul: circa 2%.

Distorsiuni de intermodulație: sub 2%.

Frecvențele utilizate pentru măsurători: 40 — 12 000 Hz, cu raport de amplitudini de 12 dB.

Diagrama de directivitate are la 15 kHz o cădere de 6 dB pentru un unghi de 30°.

Răspunsul tranzitoriu este dat în figura 6, reproducînd tensiunea oscilografiată la bornele unui microfon așezat în imediata apropiere a membranei unei celule ortofazice căreia i se aplică un semnal dreptunghiular de 1 kHz.

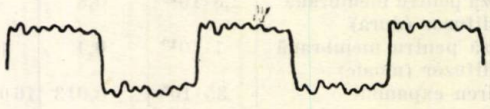


Fig. 6. Redarea acustică a unui semnal dreptunghiular $f = 1$ kHz.

Forma undei redate este cea indicată în figura 6 pînă la 5 kHz, peste care semnalul se deformează rapid, adîncindu-se la 10 kHz și ajungînd la sinusoidă la 20 kHz.

Acest rezultat reprezintă o raritate în domeniul trensductorilor acustici.

Pentru a ilustra calitățile excepționale de redare a difuzoarelor ortofazice, s-a efectuat o interesantă experiență care, eliminînd condițiile subiective de apreciere ale auditorilor, a demonstrat că distorsiunile date de ortofază sînt de același ordin de mărime sau mai mici față de acelea introduse de lanțul electronic. [1]. S-a redat o bandă magnetică cu un aparat profesional de înaltă calitate, tensiunea de modulație fiind pe de o parte amplificată și redată direct prin difuzor, pe de altă parte a fost transmisă la un amplificator așezat într-un studio de sunet.

În fața difuzorului se găsea un microfon a cărui tensiune traversînd preamplificatorul revenea la același amplificator care alimenta difuzorul ce permitea ascultarea directă.

Cu un comutator se puteau compara cele două audiții. Folosind difuzoare obișnuite rezultatele au fost dezastruoase, deoarece cele mai mici distorsiuni erau puse în evidență prin lanțul difuzor-microfon. În cazul celulelor ortofazice diferențele erau practic insesizabile.

6. TEHNOLOGIA DE FABRICAȚIE A DIFUZOARELOR ORTOFAZICE

Tehnologia de fabricație a acestor celule este următoarea [4]:

Plăcile de polistiren expandat brute sînt tăiate în benzi de 10 cm lățime cu o lamă care se deplasează cu viteză mare, asigurînd o tăietură perfectă,. Calibrarea dimensiunilor se face cu ghiduri metalice. Benzile de polistiren sînt apoi întinse și canelate cu pietre de polizor din carbură de siliciu. După aceea se decupează plachetele de 10 × 10 cm.

Obligația de a utiliza polistiren expandat de mică densitate, deci puțin omogen, determină pierderi mari de materie primă (circa 40 %).

Lipirea feritelor magnetice între piesele polare se face cu ajutorul unor mici prese de picior, după care circuitele magnetice elementare se magnetizează. După magnetizare, se asamblează circuitele magnetice elementare în carcasa metalică a celulei ortofazice.

După asamblarea magneților totul se impregnează într-un lac protector. Apoi circuitele magnetice se fixează pe un șasiu.

Banda metalică este lipită cu precizie pe membrană cu un utilaj format dintr-o parte fixă canelată și o grilă mobilă.

După lipirea benzii conductoare, plachetele de polistiren se pun la uscare pe o placă perfect plană, încălzită la temperatură constantă și presată de o greutate.

Urmează asamblarea prin lipire a membranei pe șasiu prin intermediul suspensiilor elastice.

7. CÎTEVA VARIANTE ALE DIFUZORULUI ORTOFAZIC

În afara tipului de difuzor ortofazic descris s-au mai realizat cîteva variante, dar cu o gamă de frecvențe mai restrînsă [3].

Astfel este difuzorul plat anunțat de Bogen-Rich, a cărui schemă este dată în figura 7.

Bobina plată din fir de aluminiu este așezată în spirală pe o diafragmă subțire din hîrtie impregnată. Magneții sînt așezați pe ambele părți ale membranei cu poli de același sens față în față. Pe întreaga suprafață a elementului mobil se obține un cîmp magnetic plan. Acest difuzor redă gama de frecvențe între 1 — 6 kHz.

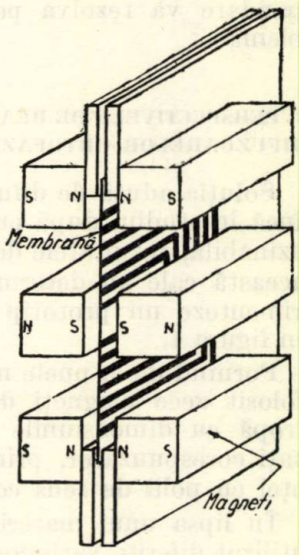


Fig. 7. Difuzorul de bandă medie Bogen-Rich.

Pentru frecvențe mai mari de 6 kHz se folosește difuzorul din figura 8. Acesta este constituit dintr-o bobină plată așezată pe o membrană fixă solidă, în vecinătatea căreia se găsește o membrană subțire de aluminiu, ondulată. Prin trecerea curentului de joasă frecvență, prin bobină se produc curenți turbionari în membrană, ce fac ca aceasta să vibreze. Acest tip de difuzor redă bine frecvențele pînă la 20 kHz și intră automat în funcție pentru frecvențe mai mari de 6 kHz.

Ultimele două tipuri de difuzoare pot fi combinate într-un singur ansamblu.

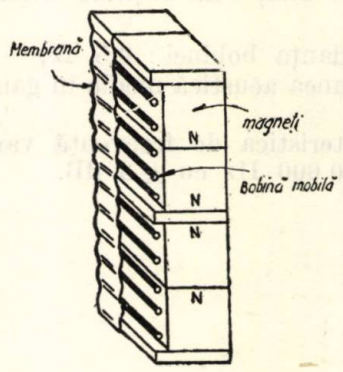


Fig. 8. Difuzorul de frecvențe înalte cu bobină fixă și membrană în vibrație.

Continuînd studiul și perfecționarea acestor difuzoare, de curînd, s-au realizat în laboratoarele Emerson prototipuri de difuzoare izofazice asemănătoare ca principiu cu microfoa-

nele izofazice, a căror grosime totală nu depășește 8 mm.

Construcția celulelor ortofazice este costisitoare, deoarece necesită mulți magneți a căror uzinare este complicată, astfel încît aplicarea lor se reduce în prezent la tipurile profesionale de înaltă fidelitate. Progresul prevăzut în domeniul feritelor magnetice și a plasticelor expandate va rezolva pe viitor și această problemă.

8. PERSPECTIVELE DE REALIZARE ȘI UTILIZARE ALE DIFUZOARELOR ORTOFAZICE

Soluția adusă de difuzorul ortofazic deși este încă în studiu, după cum s-a arătat și nu este uzinabilă, rezultatele deosebit de interesante pe această cale au determinat pe autor să experimenteze un prototip de genul celui indicat în figura 4.

Pornind de la unele materiale existente s-au folosit zece magneți din ferită de bariu izotropă cu dimensiunile $20 \times 20 \times 4$, magnetizați corespunzător, prinși între piese polare de oțel cu polii de sens contrar alăturați.

În lipsa unui material plastic adecvat s-au utilizat diferite variante de membrane flexibile, din folio aluminiu, styroflex, hîrtie și ampora. Cele mai bune rezultate s-au obținut cu membrana de hîrtie și din ampora. Ca bobină mobilă în primă variantă s-au bobinat mai multe spire din sîrmă de cupru pe bandă de hîrtie lipită de membrană, avînd sensuri contrare în înfășurările alăturate. O soluție mai simplă, cu rezultate asemănătoare, s-a obținut lipind banda de aluminiu pe o spirală confecționată din ampora și lipită la suprafața membranei, care în același timp rigidizează într-o oarecare măsură membrana de hîrtie. Sub această formă, cu o membrană de hîrtie avînd dimensiunile de 70×30 mm, s-au obținut următoarele rezultate:

— impedanța bobinei: 0,5 Ω;

— presiunea acustică medie în gama redată: 70 dB;

— caracteristica de frecvență variază între 1 000 și 10 000 Hz cu $\pm$ 3 dB.

O ultimă variantă experimentată are membrana tăiată din ampora, material foarte ușor și rigid, cu grosimea de 5 mm. Suspensia pe lățime de 1 cm este din același material cu grosimea de 1 mm, fiind elastică. Bobina formată din bandă de aluminiu și lipită pe o spirală în relief din materialul membranei are rezistența de 0,5 Ω.

În acest caz prin rigidizarea suprafeței membranei s-a extins banda de frecvențe redate în domeniul frecvențelor înalte. Caracteristica de frecvență are o neuniformitate de $\pm$ 5 dB între 900—15 000 Hz. Elasticitatea nesatisfăcătoare a suspensiilor nu permite redarea frecvențelor sub 900 Hz. Materialul membranei fiind în același timp absorbant fonic prezintă dezavantaje.

Rezultatele nu sînt încă cele dorite și impun o serie de îmbunătățiri, în special în scopul lărgirii caracteristicii de frecvență, atît în domeniul frecvențelor înalte cît și joase. De asemenea, pentru frecvențe sub 1 000 Hz apar unele rezonanțe nedorite.

Pentru obținerea unor rezultate mai bune este necesar să se încerce o serie de alte variante de membrane, îndreptîndu-se atenția în special spre masele plastice. O presiune sonoră mai înaltă se va putea realiza folosind magneții anizotropi și micșorînd întrefierul.

Ortofaza creează o nouă direcție de orientare în evoluția construcției difuzoarelor, atrăgînd atenția unui cerc tot mai larg de specialiști, prin rezultatele sale cu totul noi.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lafaurie R. *Le haut-parleur Orthophase, une sensationnelle création des Ets. GE—GO.* Revue du Son, nr. 97, mai, 1961.

[2] Olson H. F. Acoustical Engineering, p. 128.

[3] Barlow D. A. *Rigidity for Londspeakers Diaphragms.* Wireless World, decembrie, 1958, p. 564—569.

[4] * * * *Comment naissent les cellules Ortophase* Revue du Son nr. 105, ianuarie, 1962, p. 5.

[5] Aisberg E. și Shunaman F. *Flat voice coils make Flatter speakers.* Radio-Electronics, ianuarie 1962, p. 63—66.

[6] * * * *Lautsprecher Ortophase.* Funktehnik nr. 8, aprilie, 1962, p. 251—252.

[7] Marinescu M. Apostol P. *Difuzoare electrodinamice.* Ed. Acad. R.P.R., 1957.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Televizorul VS43 — 621 „AZUR"

CZ 621.397.6 (R)

Acest receptor de televiziune reprezintă un stadiu avansat de asimilare a televizorului VS43—613 fabricat de uzinele Electronica în anul 1961, la care însă s-a adoptat o soluţie constructivă modernă.

Prezentat într-o casetă de placaj furniruit cu linie modernă, aparatul are o stabilitate remarcabilă în funcţionare şi un număr redus de reglaje (fig. 1). Trebuie menţionat faptul că

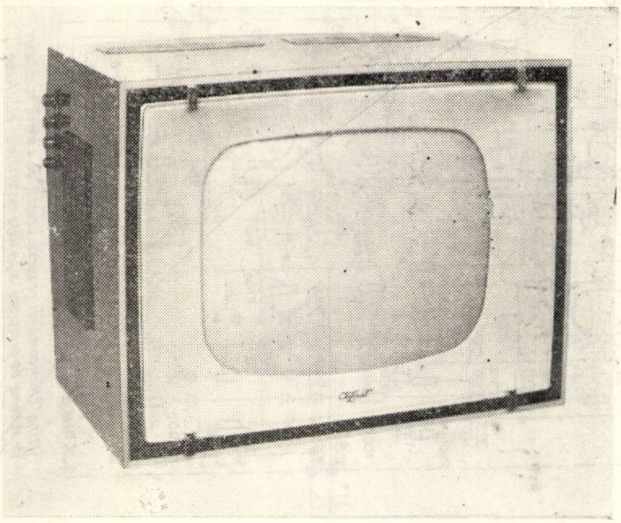


Fig. 1. Fotografia televizorului VS43-621 „AZUR".

televizorul Azur realizează o imagine de înaltă calitate chiar şi în cazul recepţiei în încăperi luminate (prin alegerea corespunzătoare a contrastului), datorită strălucirii foarte bune a imaginii, cît şi focalizării superioare a spotului.

PARTICULARITĂŢI CONSTRUCTIVE

Montajul este bazat pe soluţii constructive moderne, şi anume: şasiu rabatabil şi circuite în bloc, dintre care două sînt realizate pe plăci imprimate (blocul video-sunet şi blocul de baleiaj). Această soluţie înlesneşte întreţinerea şi depanarea televizorului, care se face mai uşor, fără a necesita descasetarea şi în acelaşi timp asigură şi o mai bună rezistenţă în funcţionare. Numărul pieselor montate pe circuite imprimate este superior faţă de cel al pieselor montate prin cablaj obişnuit. Existenţa şasiului rabatabil permite o uşoară manipulare şi punerea în evidenţă a tuturor pieselor componente; de asemenea, această soluţie a condus la montarea compactă a butoanelor de comandă şi reglaj în partea laterală a televizorului, neexistînd nici un buton amplasat în faţa aparatului, ceea ce îi dă o linie sobră şi elegantă. Adoptarea acestei soluţii constructive reprezintă o îmbunătăţire faţă de televizoarele VS43-611, VS54-612 şi VS43-613 care au şasiu vertical însă fix.

— Aparatul are integrat în montaj un ansamblu adaptor-atenuator care permite cuplarea cu antena fie printr-un cablu de coborîre coaxial nesimetric cu impedanţa Z = 75 Ω (fără adaptor), fie prin cablu bifilar simetric cu impedanţa Z = = 300 Ω, în ambele variante existînd posibilitatea trecerii printr-un atenuator de 25 dB; diversele combinaţii se realizează simplu prin schimbarea poziţiei unor călăreţi. Prin acest ansamblu adaptor-atenuator se realizează o recepţie satisfăcătoare a programelor de televiziune în raport cu condiţiile de lucru ale televizorului. Celelalte tipuri de televizoare fabricate în ţară nu sînt prevăzute cu un astfel de sistem, avînd deci posibilităţi mai reduse. Astfel televizoarele „Naţional", „Cristal", „Cosmos" sînt prevăzute numai cu atenuator pentru cazul recepţionării semnalelor puternice.

— Comutatorul de canale şi butonul pentru acordul fin al frecvenţei au o formă specială care înlesneşte o reglare comodă a televizorului în comparaţie cu cele precedente.

— Televizorul „Azur" are prevăzut un reglaj de ton, care permite alegerea tonalităţii dorite în funcţie de natura programului recepţionat.

— În vederea asigurării răcirii, aparatul este prevăzut la partea superioară a casetei cu ferestre de aerisire, judicios amplasate, îmbunătăţindu-se astfel siguranţa în exploatare a televizorului.

— Majoritatea pieselor şi subansamblurilor componente sînt de fabricaţie indigenă (piesele metalice, piesele de mase plastice, circuitele imprimate, transformatoarele, circuitele de rejecţie şi corecţie, rezistenţele, condensatoarele etc). Gradul de integrare valoric este de aproximativ 70%, ceea ce reprezintă o importantă economie valutară. Se mai aduc din import doar tuburile electronice, tubul cinescop cu accesoriile (bloc deflexie, ansamblu centrare, capcană de ioni) şi difuzorul.

DESCRIEREA SUMARĂ A TELEVIZORULUI

Este un receptor de televiziune de clasă mijlocie, de tip superheterodină, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine şi sunet (cu bătăi între purtătoare), prevăzut pentru recepţia a 12 canale din benzile I—III, ca toate celelalte televizoare moderne.

Este echipat cu 16 tuburi electronice şi patru diode semiconductoare (2 buc. cu seleniu şi 2 buc. cu germaniu).

Tubul cinescop de tipul AW43-80 are diagonala de 43 cm, unghiul de deflexie 90° şi este prevăzut cu ecran aluminizat, focalizare electrostatică şi capcană de ioni.

Foloseşte un difuzor circular permanent dinamic de 1,5W 3,5 Ω avînd Ø = 170 mm, care este dispus lateral şi asigură o reproducere a sunetului de înaltă calitate.

Televizorul este prevăzut cu o impedanţă de intrare de 75 Ω asimetrică; adaptarea dintre cablul bifilar simetric de coborîre al antenei (cu impedanţa de 300 Ω) şi intrarea nesimetrică a televizorului (cu impedanţa de 75 Ω) se realizează prin adaptorul special, integrat în montajul aparatului. Atenuatorul integrat în montajul televizorului, cu un raport de divizare a tensiunii egal cu 17,7, poate fi folosit atît în cazul conectării directe, la intrarea televizorului, a cablului coaxial nesimetric (Z = 75 Ω) cît şi în cazul conectării prin adaptor a cablului bifilar simetric (Z = 300 Ω).

Aparatul este prevăzut cu nouă reglaje manuale, şi anume: volum sonor, ton, contrast, luminozitate, frecvenţa liniilor, frecvenţa cadrelor, liniaritatea pe verticală, dimensiunea pe verticală şi dimensiunea pe orizontală. Dispunerea butoanelor de reglaj pe casetă este făcută în conformitate cu importanţa şi frecvenţa reglajului.

Alimentarea aparatului se face numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 120 şi 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 590 × 440 × × 360 (450) mm, iar greutatea circa 28 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2), se observă următoarele:

— Blocul RF (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator RF în montaj cascodă echipat cu tubul electronic 6 BQ7 A (T_1) şi un etaj schimbător de frecvenţă echipat cu tubul ECF80 (T_2).

— Blocul video-sunet cuprinde amplificatoarele de frecvenţă intermediară, detectoarele, amplificatorul video şi amplificatorul audio, toate montate pe aceeaşi placă imprimată. Amplificatorul de frecvenţă intermediară video cuprinde două etaje echipate cu tuburile EF80 (T_{101}, T_{102})

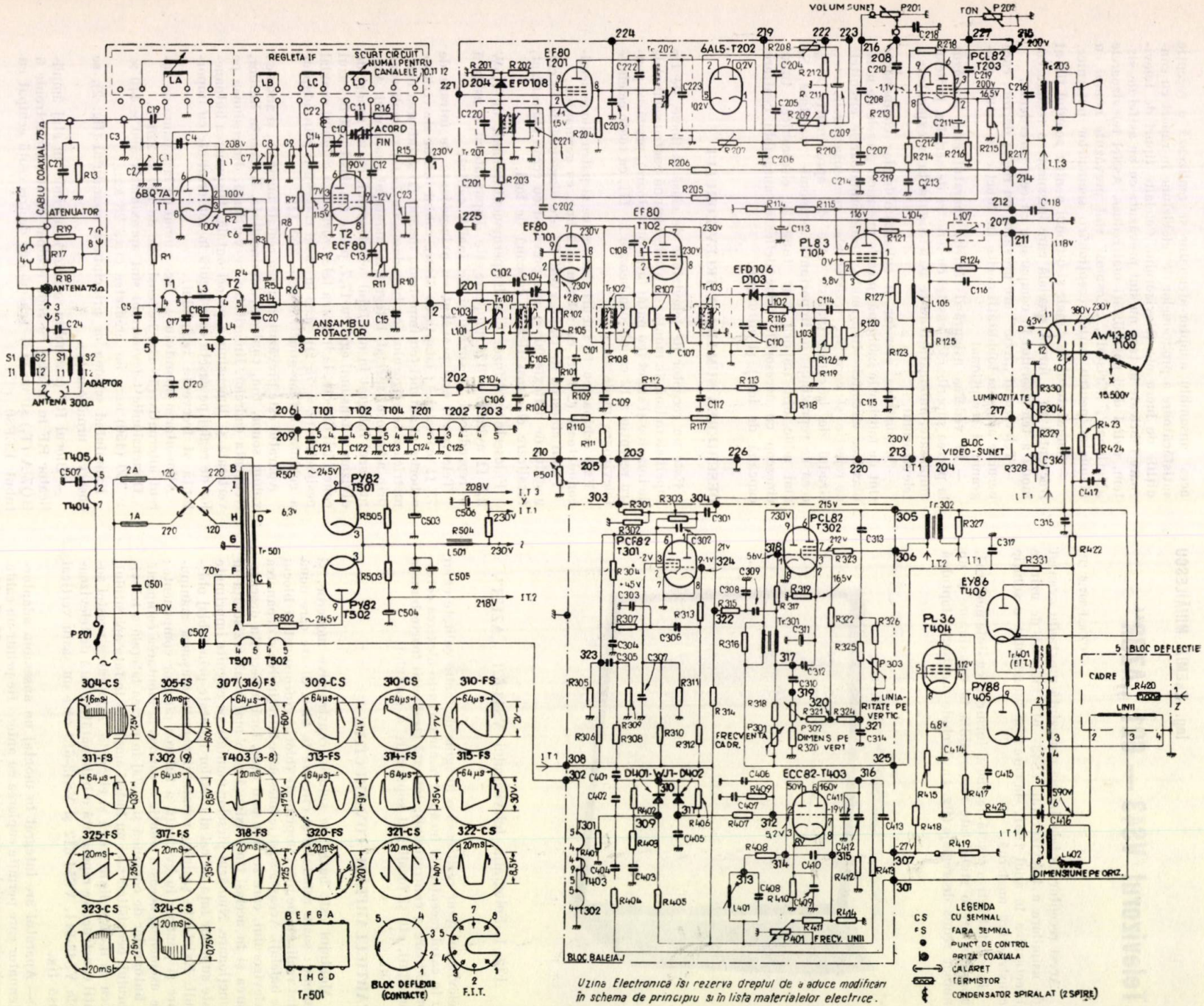


Fig. 2. Schema de principiu a televizorului VS43—621 „AZUR".

Frecvența intermediară de imagine este 34,5 MHz, iar prima frecvență intermediară de sunet este 28 MHz. Detectorul video este echipat cu o diodă cu germaniu tip EFD 106 (D_{103}). Amplificatorul video-frecvență cuprinde un singur etaj echipat cu tubul PL 83 (T_{104}). Amplificatorul de frecvență intermediară sunet cuprinde un etaj amplificator limitator echipat cu tubul EF 80 (T_{201}). Pentru ca limitarea să fie mai eficace, s-a folosit un montaj cu o diodă cu germaniu tip EFD 108 (D_{204}). A doua frecvență intermediară de sunet este de 6,5 MHz, rezultată din bătăile între purtătoarea de imagine și purtătoarea de sunet. Detectorul pentru sunet este un detector de raport echipat cu tubul 6AL5 (T_{202}). Amplificatorul audio-frecvență cuprinde două etaje (preamplificator și amplificator final) și este echipat cu tubul PCL 82 (T_{203}) care debitează o putere de 1,5 W unui difuzor permanent dinamic.

— Blocul de baleiaj cuprinde, montate pe aceeași placă imprimată, următoarele etaje :

a) Limitatorul și separatorul de impulsuri echipat cu tubul PCF 82 (T_{301}).

b) Generatorul de baleiaj de cadre, echipat cu tubul PCL 82 (T_{302}), care cuprinde un oscilator cu blocare și un amplificator final cadre.

c) Multivibratorul cu circuit volant, pentru deflexie pe orizontală, echipat cu tubul ECC 82 (T_{403}).

d) Comparatorul de fază echipat cu două diode cu seleniu tip WJ1 (D_{401}, D_{402}).

— Amplificatorul final de linii este un montaj cu diodă de recuperare, echipat cu tuburile PL 36 (T_{404}) și PY 88 (T_{405})

— Impulsurile de întoarcere, după redresare cu ajutorul diodei EY86 (T_{406}), sînt folosite pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW43-80 (T_{100}). Tubul EY86 constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT), alimentînd anodul tubului cinescop cu o tensiune de 15 500 V.

— Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obține cu ajutorul unui redresor de înaltă tensiune (IT) echipat cu două tuburi electronice PY82 (T_{501}, T_{502}).

DATE TEHNICE

Comutator de canale :

12 canale OIR (48,5 — 230 MHz)
Banda I : 2 canale (48,5 — 66 MHz)
Banda II : 3 canale (76 — 100 MHz)
Banda III : 7 canale (174—230 MHz).

Fidelitatea imaginii : Definiția pe orizontală este mai bună decît 450 linii în centru și 400 linii la margini.

Sensibilitatea pe cale de sunet :

Pentru un raport între purtătoare $\left(\frac{\text{U purtătoare sunet}}{\text{U purtătoare imagine}}\right)$ de $\frac{1}{2}$ și puterea de ieșire de 50 mW, sensibilitatea este mai bună de 75 μV pe toate canalele.

Raportul semnal/zgomot este mai mare de 45 dB pentru un semnal de 75 μV în antenă.

Fidelitatea electrică a sunetului :

Banda de audio-frecvență la 3 dB este de cel puțin 80—9 000 Hz cu reglajul de ton corespunzător benzii maxime și de 80—2 500 Hz cu reglajul de ton corespunzător benzii minime.

Puterea la ieșire : min. 1 W cu max. 5% distorsiuni neliniare.

Consumul de la rețea : aprox. 160 VA.

Impedanța de intrare: 75 Ω (asimetric) și 300 Ω (simetric).

Frecvența intermediară de imagine : 34,5 MHz.

Frecvența intermediară de sunet : 28 MHz și 6,5 MHz.

Tuburile electronice și diodele semiconductoare folosite :

6BQ7A — amplificator RF
ECF 80 — schimbător de frecvență
2 × EF 80 — amplificator de frecvență intermediară (calea comună)
EFD 106 — detector video
PL 83 — amplificator video-frecvență
EF 80 — amplificator de frecvență intermediară sunet
EFD 108 — limitator
6AL5 — detector MF
PCL 82 — preamplificator și amplificator final de audio-frecvență
PCL 82 — oscilator și amplificator final cadre
PCF 82 — separator și limitator de impulsuri
2 × WJ 1 — comparator de fază
ECC 82 — multivibrator linii
PL 36 — amplificator final linii
PY 88 — diodă recuperatoare
EY 86 — redresor de foarte înaltă tensiune (FIT)
2 × PY 82 —redresor de înaltă tensiune (IT)

Repartizarea frecvențelor pentru cele 12 canale recepționabile

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecv. purtătoare de imagine (Fi) MHz	49,75	59,25	77,25	85,25	93,25	175,25	183,25	191,25	199,25	207,25	215,25	223,25
Frecv. purtătoare de sunet (F_s) MHz	56,25	65,75	83,75	91,75	99,75	181,75	189,75	197,75	205,75	213,75	221,75	229,75

Dimensiunile imaginii : 355 × 270 mm (diagonala 43 cm).

Sensibilitatea pe calea de imagini : mai bună decît 200 μV (pentru 6 V_{cf} pe catodul cinescopului).

Reglajul automat al sensibilității (RAS) : pentru o variație de 26 dB a semnalului la intrare (cu reglajul contrastului la maxim), variația tensiunii video la ieșire este mai mică de 4 dB.

Selectivitatea :

— Atenuarea frecvenței purtătoare de sunet a canalului recepționat este mai mare de 20 dB.

— Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 15 dB.

— Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 26 dB.

— Atenuarea frecvenței intermediare este mai mare de 28 dB.

— Atenuarea frecvenței „imagine" este mai mare de 40 dB.

LISTA MATERIALELOR ELECTRICE ȘI A PIESELOR PRINCIPALE

(a se urmări pe schema de principiu din fig. 2)

Rezistențe chimice

1.	R_1, R_7	10 kΩ ± 10% — 0,5 W
2.	R_2, R_{13}, R_{127}, R_{218}, R_{301}, R_{320}, R_3	1 kΩ ± 10% — 0,5 W
3.	R_4, R_{117}, R_{120}, R_{318}	470 kΩ ± 10% — 0,5 W
4.	R_5, R_{217}	1 kΩ ± 10% — 0,5 W
5.	R_6, R_{118}, R_{124}, R_{210}, R_{306}, R_{311}	47 kΩ ± 10% — 0,5 W
6.	R_8, R_{12}, R_{315}, R_{414}	100 kΩ ± 10% — 0,5 W
7.	R_{10}	10 kΩ ± 10% — 1W
8.	R_{11}, R_{316}	22 kΩ ± 10% — 0,5 W
9.	R_{14}, R_{402}, R_{406} R_{419}	560 kΩ ± 10% — 0,5 W
10.	R_{15}	22 Ω ± 10% — 0,5 W

11. R_{16}, R_{206} — 33 kΩ ± 10% — 1 W
12. R_{17} — 680 Ω ± 5% — 0,25 W
13. R_{18}, R_{19} — 82 Ω ± 5% — 0,25 W
14. R_{101}, R_{104}, R_{418} — 100 Ω ± 10% — 0,5 W
15. R_{102}, R_{109}, R_{112}, R_{113}, R_{201}, R_{202} — 33 Ω ± 10% — 0,5 W
16. R_{105} — 850 Ω ± 3% — 0,25 W
17. R_{106}, R_{126} — 2,2 kΩ ± 10% — 0,5 W
18. R_{107}, R_{114} — 150 Ω ± 10% — 0,5 W
19. R_{108} — 1350 Ω ± 3% — 0,25 W
20. R_{110}, R_{321} — 390 kΩ ± 10% — 0,5 W
21. R_{111}, R_{424} — 10 MΩ ± 10% — 0,5 W
22. R_{115} — 56 Ω ± 10% — 0,5 W
23. R_{116} — 1 MΩ ± 5% — 0,5 W
24. R_{119} — 3,3 kΩ ± 5% — 0,5 W
25. R_{121} — 2,7 kΩ ± 10% — 0,5 W
26. R_{125}, R_{204} — 15 kΩ ± 10% — 0,5 W
27. R_{203}, R_{214}, R_{329}, R_{401} — 220 kΩ ± 10% — 0,5 W
28. R_{205}, R_{215} — 820 Ω ± 10% — 0,5 W
29. R_{211}, R_{212} — 6,8 kΩ ± 5% — 0,5 W
30. R_{213} — 22 MΩ ± 10% — 0,5 W
31. R_{216} — 680 kΩ ± 10% — 0,5 W-
32. R_{219} — 1 kΩ ± 10% — 1 W
33. R_{302} — 1,5 MΩ ± 10% — 0,5 W
34. R_{303} — 270 kΩ ± 10% — 0,5 W
35. R_{304}, R_{307}, R_{313} — 68 kΩ ± 10% — 0,5 W
36. R_{305} — 33 kΩ ± 10% — 0,5 W
37. R_{308} — 5,6 kΩ ± 10% — 0,5 W
38. R_{309}, R_{330}, R_{409} — 56 kΩ ± 10% — 0,5 W
39. R_{310} — 150 kΩ ± 10% — 0,5 W
40. R_{312} — 4,7 MΩ ± 10% — 0,5 W
41. R_{314} — 56 kΩ ± 10% — 1 W
42. R_{317} — 1,8 kΩ ± 10% — 0,5W
43. R_{319} — 470 Ω ± 10% — 1 W
44. R_{322}, R_{323} — 1,8 kΩ ± 10% — 0,5 W
45. R_{324} — 820 kΩ ± 10% — 0,5 W
46. R_{325} — 390 kΩ ± 10% — 2 W
47. R_{326} — 220 MΩ ± 10% — 1 W
48. R_{327} — 180 Ω ± 10% — 2 W
49. R_{331} — 270 kΩ ± 10% — 1 W
50. R_{403} — 330 Ω ± 10% — 0,5 W
51. R_{404} — 470 kΩ ± 10% — 2 W
52. R_{405} — 10 MΩ ± 10% — 1 W
53. R_{407} — 180 kΩ ± 10% — 0,5 W
54. R_{408} — 33 kΩ ± 5% — 1 W
55. R_{410} — 1250 Ω ± 3% — 0,25 W
56. R_{412} — 27 kΩ ± 10% — 0,5 W
57. R_{413} — 39 kΩ ± 10% — 1 W
58. R_{415} — 47 Ω ± 10% — 2 W
59. R_{417}, R_{425} — 4,7 kΩ ± 10% — 2 W
60. R_{422} — 2,2 MΩ ± 10% — 0,5 W
61. R_{423} — 3,3 MΩ ± 10% — 0,5 W
62. R_{503} — 820 Ω ± 10% — 2 W
63. R_{505} — 1 kΩ ± 10% — 2 W

Rezistențe bobinate

64. R_{123} — 5 kΩ ± 5% — 4 W
65. R_{501}, R_{502} — 2 × 50 Ω — 15 W
66. R_{504} — 2 Ω ± 10% — 2 W

Rezistențe ajustabile

67. R_{207} — 100 Ω
68. R_{208}, R_{209} — 1 kΩ
69. R_{318} — 100 kΩ

Termistor

70. R_{420} — 5 Ω.

Potențiometre chimice cu întreruptor

71. P_{201} — 1 MΩ log.
72. P_{301} — 250 kΩ liniar
73. P_{302} — 1 MΩ liniar
74. P_{303}, P_{401}, P_{501} — 500 kΩ liniar
75. P_{304}, P_{202} — 10 kΩ liniar

Condensatoare ceramice

76. C_1, C_{108} — 2,7 pF ± 0,25 pF — 500 V
77. C_4, C_{11} — 1,5 pF ± 0,25 pF — 500 V
78. C_{111} — 10 pF ± 5% — 500 V
79. C_5, C_{14}, C_{15}, C_{17}, C_{18}, C_{23} — 1,5 nF $^{+100\%}_{-20\%}$ — 500 V
80. C_6, C_8 — 1 nF
81. C_9, C_{12}, C_{116} — 22 pF ± 5% — 500 V
82. C_{102}, C_{110} — 1,5 pF ± 0,25 pF — 500 V
83. C_{24}, C_{202} — 4,7 pF ± 0,25 pF — 500 V
84. C_{101}, C_{105}, C_{106}, C_{107}, C_{109}, C_{112}, C_{115}, C_{121}, C_{122}, C_{123}, C_{124}, C_{213} — 1,5 nF $^{+100\%}_{-20\%}$ — 500 V
85. C_{103}, C_{104} — 3,9 pF ± 0,25 pF — 500 V
86. C_{125}, C_{203}, C_{214} — 4,7 nF $^{+100\%}_{-20\%}$ — 500 V
87. C_{201} — 47 pF ± 5% — 500 V
88. C_{218} — 100 pF ± 20% — 500 V
89. C_{220} — 68 pF ± 2 %
90. C_{221} — 27 pF ± 1 pF
91. C_{222} — 12 pF ± 1 pF
92. C_{223} — 39 pF ± 1 pF
93. C_{301} — 22 nF ± 10% — 500 V
94. C_{302} — 270 pF ± 10% — 500 V
95. C_{303}, C_{304} — 150 pF ± 10% — 500 V
96. C_{305}, C_{401} — 220 pF ± 10% — 500 V
97. C_{402} — 100 pF ± 10% — 500 V
98. C_{404} — 47 pF ± 10% — 3 000 V
99. C_{411} — 100 pF ± 10% — 500 V

Condensatoare ajustabile

100. C_2, C_{13} — 1/5 pF
101. C_7, C_{10} — 0,5/3 pF

Condensatoare cu hîrtie

102. C_3, C_{19} — 1,5 nF — 400 V
103. C_{20} — 47 nF ± 20% — 500 V
104. C_{21} — 10 nF ± 10% — 1000/3 000 V
105. C_{120} — 3 μF ± 10% — 250 V
106. C_{216} — 2,2 nF ± 20% — 500 V
107. C_{315}, C_{415}, C_{502}, C_{507} — 0,1 μF ± 10% — 630 V
108. C_{316} — 22 nF ± 10% — 630 V
109. C_{317}, C_{417}, C_{501} — 0,22 μF ± 10% — 1 000/3 000 V
110. C_{416} — 50 nF ± 10% — 1 000/3 000 V

Condensatoare Mylar

111. C_{114}, C_{407} — 0,1 μF ± 10% — 125 V
112. C_{207} — 47 nF ± 20% — 400 V
113. C_{310}, C_{312} — 0,1 μF ± 10% — 400 V
114. C_{313} — 22 nF ± 10% — 1000 V

Condensatoare Styroflex

115. C_{118}, C_{309}, C_{405} — 2 nF ± 10% — 500 V
116. C_{207} — 1 nF ± 10% — 400 V
117. C_{208} — 22 nF ± 10% — 125 V
118. C_{210}, C_{212}, C_{314} — 10 nF ± 10% — 500 V
119. C_{219} — 6,8 nF ± 10% — 125 V
120. C_{306}, C_{413} — 4,7 nF ± 20% — 500 V
121. C_{308}, C_{409} — 1 nF ± 10% — 500 V
122. C_{403} — 1,5 nF ± 10% — 500 V
123. C_{406}, C_{408} — 6,8 nF ± 10% — 500 V
124. C_{410} — 400 pF ± 10% — 500 V
125. C_{412} — 750 pF ± 10% — 500 V

Condensatoare electrolitice

126. C_{112}, C_{211} — 500 μF — 25/30 V
127. C_{209} — 25 μF — 25 V
128. C_{211} — 50 μF — 25 V
129. C_{414} — 25 μF — 50/60 V
130. C_{503}, C_{504}, C_{506} — 100 μF — 350/380 V
131. C_{505} — 2 × 32 μF — 450/500 V

Condensatoare cu mică

132.	C_{204}, C_{205}, C_{206}	370 pF ± 2% — 500 V

Condensator spiralat

133.	C_{22}	— 2 spire răsucite
134.	Tr_{101}, Tr_{102}, Tr_{103} Tr_{201}	— transformator F.I.
135.	Tr_{202}	— transformator detector sunet
136.	Tr_{203}	— trafo difuzor
137.	Tr_{301}	— trafo oscilator cadre
138.	Tr_{302}	— trafo ieşire cadre
139.	Tr_{401}	— trafo ieşire linii (FIT)
140.	Tr_{501}	— trafo reţea
141.	DEF	— bloc deflecţie
142.	L_1	— bobina serie
143.	L_3, L_4	— bobina şoc filament
144.	L_{101}	bobine rejecţie
145.	L_{107}	— bobine circuit rejecţie sunet
146.	L_{102}, L_{103}, L_{104}, L_{105}	bobină corecţie video
147.	L_{401}	bobine stabilitate
148.	L_{402}	bobine pentru dimensiunea pe orizontală
149.	L_{501}	bobina şoc filtraj
150.	T_1	tub electronic 6BQ7A
151.	T_2	tub electronic ECF 80
152.	T_{101}, T_{102}, T_{201}	tub electronic EF 80
153.	T_{104}	tub electronic PL 83
154.	T_{202}	tub electronic 6 AL 5
155.	T_{203}, T_{302}	tub electronic PCL 82
156.	T_{301}	tub electronic PCF 82
157.	T_{403}	tub electronic ECC 82
158.	T_{404}	tub electronic PL 36
159.	T_{405}	tub electronic PY 88
160.	T_{406}	tub electronic EY 86
161.	T_{501}, T_{502}	tub electronic PY 82
162.	D_{103}	Diodă cu germaniu EFD 106
163.	D_{204}	Diodă cu germaniu EFD 108
164.	D_{401}, D_{402}	Diodă seleniu EJ 1
165.	T_{100}	tub cinescop AW 43—80
166.	D	Difuzor permanent dinamic Ø 170 mm 3,5 Ω — 1,5 W

NOTĂ

ing. EMIL TĂTARU

O soluţionare simplă a ecuaţiei modulaţiei biparametrice în frecvenţă

În cele ce urmează, pe baza metodei planului fazelor, se dă o soluţionare simplă ecuaţiei modulaţiei biparametrice în frecvenţă [1, 2], dînd răspuns şi problemei stabilităţii circuitului.

Ecuaţiile care descriu comportarea circuitului LC cu modulaţie biparametrică sînt:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(Li) = u, \qquad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(Cu) = -i. \tag{1}$$

Notînd $Li = \Phi$ — fluxul magnetic prin bobina de inductanţă L;

$Cu = Q$ — sarcina electrică pe armătura condensatorului de capacitate C.

$$\frac{L_0}{L} = \frac{C_0}{C} = f(t) \qquad [f(t) < 0 \text{ pentru orice } t]$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_0},$$

se poate scrie:

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = \frac{Q}{C_0} f(t), \qquad \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = -\frac{\Phi}{L_0} f(t). \tag{2}$$

Curbele integrale ale sistemului (2) au expresia:

$$\frac{\Phi \mathrm{d}\Phi}{L_0} + \frac{Q\,\mathrm{d}Q}{C_0} = 0$$

sau

$$\frac{\Phi^2}{L_0} + \frac{Q^2}{C_0} = A^2 \tag{3}$$

(A^2 este o constantă avînd dimensiunile energiei)

Sistemul este stabilit după Liapunov întrucît, în planul Φ, Q, traiectoriile de fază sînt elipse, punctul singular $\Phi = 0$, $Q = 0$ este de tip centru [3]. Deoarece funcţia $f(t)$ este mărginită, rezultă că tensiunea $u(t)$ şi curentul $i(t)$ sînt de asemenea mărginite.

Utilizînd reprezentarea parametrică a elipsei:

$$\Phi(t) = AL_0^{1/2} \sin \varphi(t), \qquad Q(t) = AC_0^{1/2} \cos \varphi(t), \tag{4}$$

într-una din ecuaţiile sistemului (2) se găseşte direct:

$$\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = \omega_0 f(t), \tag{5}$$

rezultînd soluţiile exacte ale sistemului (1):

$$u(t) = AL_0^{-1/2} f(t) \sin\left(\omega_0 \int_0^t f(t)\,\mathrm{d}t\right), \qquad i(t) = AC_0^{-1/2} f(t) \cos\left(\omega_0 \int_0^t f(t)\,\mathrm{d}t\right). \tag{6}$$

Reprezentînd în planul Φ, Q comportarea circuitelor $L_0 C_0$ şi $L = L_0/f(t)\,C = C_0/f(t)$ [$f(t) = 1$ — în absenţa semnalelor modulatoare] se constată că traiectoriile de fază sînt identice, cu observaţia că viteza unghiulară a mişcării punctelor reprezentative este diferită; în primul caz este constantă, iar în al doilea caz este variabilă după cum rezultă din [5].

BIBLIOGRAFIE

[1] Racoveanu N. *Modulaţia biparametrică în frecvenţă şi în fază.* Telecomunicaţii, nr. 6, 1960, p. 251—254.

[2] Racoveanu N. *Rezolvarea ecuaţiei modulaţiei de frecvenţă prin schimbarea de variabilă.* Telecomunicaţii, nr. 2, 1961, p. 61—63.

[3] Капзинский И. М. Методи теории коребаний в раддиотехнике. Москва, 1954.

REFERATE

ȚARICOV V. A. **Calculul de regim al motoarelor cu tranzistoare cu ajutorul teoriei cuadripolului autonom.** În : Radiotehnika (U.R.S.S.), **17** (1962) nr. 7 iulie, pag. 48—52, 2 fig., 1 tab. 5 ref. bibl.

Metoda cunoscută de determinare a curenților și tensiunilor în montajele cu tranzistoare este foarte greoaie întrucît cere un mare număr de operații de calcul și studierea în parte a fiecărei scheme concrete a circuitului de polarizare a tranzistorului.

Pentru simplificare se aplică teoria cuadripolului autonom, cu ajutorul căreia se determină curenții și tensiunile tranzistorului într-o formă generală care cuprinde toate variantele de alimentare ale tranzistorului.

Se prezintă metoda de calcul a curenților și tensiunilor în montajele cu tranzistoare, folosindu-se parametrii cuadripolului cuplat, care cuprinde toate elementele schemei cu excepția tranzistorului însuși, reprezentat de asemenea sub forma unui cuadripol. Se demonstrează posibilitatea determinării proprietăților de stabilizare ale montajului cu ajutorul acestei noi caracteristici, care nu depinde de parametrii tranzistorului. Se deduce formula generală pentru toate montajele ; această formulă permite să se aprecieze influența impedanței de intrare a tranzistorului asupra regimului schemei.

GHELFER, E. I. și JIDKO, I. M. **Antena cu multe fante pe o suprafață cilindrică.** În : Radiotehnika (U.R.S.S.), **17** (1962), nr. 7 iulie, pag. 15—18. 2 fig. 2 diagr. 3 ref. bibl.

În unele cazuri este necesar ca antena să depășească cît mai puțin suprafața conducătoare a obiectului pe care este așezată. Astfel de antene, utilizate în banda undelor centimetrice, sînt de tipul antenelor-ghid de undă cu fantă, în care fantele sînt tăiate direct pe suprafața obiectului.

Problema construirii unor astfel de antene se reduce la a găsi distribuția curenților pe suprafața conductoare deformată și a găsi mijlocul de a excita acești curenți. Întrucît realizarea precisă a acestor distribuții pe curenți este imposibilă trebuie să ne limităm la o realizare aproximativă a distribuției necesare și deci la o sinteză apropiată a diagramei date.

Pe baza acestor considerente se face calculul aproximativ al antenei liniare-ghid de undă cu fanta pe suprafața conductoare ideală a unui cilindru rotund și se dau rezultatele experimentale obținute.

NOVAKOVSKI, S. V., BELIANIN S. G. ș. a. **Studiul experimental al alegerii semnalelor de culoare în televiziunea în culori.** În : Radiotehnika (U.R.S.S.), **17**, (1962) nr. 8 august, pag. 43—52, 1 fig. 8 tab., 4 diagr.

Se dau rezultatele cercetărilor experimentale privind determinarea caracteristicilor de amplitudine, de curent și de transfer ale canalelor de culoare, precum și a axelor de codare a semnalelor de culoare.

Experimentările s-au efectuat fără modulația și demodulația semnalelor de culoare, utilizîndu-se un aparataj care permite să se schimbe caracteristicile de amplitudine și frecvență ale canalelor și axelor de codare a semnalelor de culoare cu ajutorul filtrelor interschimbabile și al matrițelor. Rezultatele experimentale se referă la compararea între ele a cinci variante studiate cu imagine etalon și la determinarea valorii pragului de percepție de pe caracteristica de transfer a canalului de culoare.

Rezultatele obținute urmează să fie luate în considerare la alegerea caracteristicilor sistemului de televiziune în culori.

MASLOV E. P. **Teoria generatorului blocat.** În : Radiotehnika (U.R.S.S.) **17** (1962) nr. 8 (august), pag. 53—58, 2 fig. 1 diagr. 3 ref. bibl.

Generatorul blocat este un sistem care, în funcție de parametrii schemei, poate genera oscilații a căror formă variază în limite foarte largi și anume : de la impulsuri aproape sinusoidale pînă la impulsuri dreptunghiulare cu un coeficient de umplere mare.

Se studiază schema generatorului blocat, ținîndu-se seama de capacitățile parazite care se formează datorită capacităților distribuite ale înfășurărilor transformatorului și capacităților dintre electrozii tuburilor, precum și fenomenul de autooscilare a acestui generator, ținîndu-se seama de curenții de grilă care joacă un rol deosebit în funcționarea lui.

Pe baza unor considerații cu privire la aproximarea curenților de grilă și anodic în funcție de tensiunea de pe grila tubului, se deduc ecuațiile diferențiale pentru generatorul blocat și se stabilesc condițiile de formare a oscilațiilor discontinue și continue în sistemul respectiv.

PETRENKO, A. I., SVECNIKOV S. V. **Circuite de diferențiere și de integrare.** În : Iz. VUZ Radiotehnika (.U.R.S.S.) (1962), nr. **4** (iulie-august), pag. 431—439, fig. 1 tab., 31 ref. bibl.

O dată cu dezvoltarea tehnicii calculatoarelor, a modelării electronice și a programării cu căpătat o răspîndire tot mai mare dispozitivele de diferențiere și de integrare, care constituie elemente ale traductoarelor funcționale.

Din analiza comparativă efectuată în funcție de eroarea operației matematice rezultă că îmbunătățirea calității circuitelor de integrare și de diferențiere se poate realiza prin obținerea aproximațiilor de ordinul doi sau mai mare și prin îmbunătățirea primei aproximații cu ajutorul amplificatoarelor electronice. Totodată studiul circuitelor pasive de integrare și de diferențiere demonstrează că eroarea structurală a operației matematice poate fi redusă la zero dacă în circuitul operațional se introduce o impedanță negativă ; valoarea acestei impedanțe trebuie să asigure transformarea generatorului echivalent de tensiune din circuitul operațional într-un generator ideal de curent.

În acest din urmă caz, eroarea structurală a operației matematice nu depinde de constanta de timp a circuitului de integrare sau de diferențiere.

MEDVEDEV, G. A. **Cuantificarea în cazul detecției semnalelor recepționate în prezența zgomotelor.** În : Iz. VUZ Radiotehnika (U.R.S.S.) 1962, nr. 4 (iulie—august), pag. 483—491, 2 fig. 10 ref. bibl.

Pentru sistemele de detecție destinate depistării semnalului în prezența zgomotelor, este indicat să se utilizeze principiul din teoria informației privind stabilirea pragului optim de cuantificare. Totuși, în numeroase probleme, depistarea semnalului reprezintă numai o singură verigă din lanțul unor acțiuni succesive. Aparatul cel mai comod pentru analiza acestor sisteme îl reprezintă teoria rezolvărilor statistice care folosește riscul minim drept criteriu optim ; în acest caz, funcția de pierderi prin care se exprimă riscul trebuie să fie dată conform considerentelor optimale ale întregului sistem de acțiuni succesive.

Cuantificarea semnalului recepționat se utilizează în practică la depistarea semnalului în prezența zgomotelor în scopul simplificării construcției receptoarelor optimale și a măririi siguranței lor de funcționare ; totuși, utilizarea cuantificării duce la pierderi de informație care devin maxime în cazul dublei cuantificării. Dacă se mărește numărul pragurilor de cunatificare, pierderile de informație devin mai complicate iar siguranța lor de funcționare se micșorează.

Studiul dispozitivelor de recepție optimale, care utilizează cuantificarea semnalului, recepționat, permite să se determine formulele asimptotice pentru stabilirea probabilităților erorilor ce se produc la depistarea semnalului.

KONOVICI, L. M. **Distorsiuni neliniare la trecerea oscilațiilor modulate în freevență printr-un canal cu bandă de trecere limitată.** În : Radiotehnika (U.R.S.S.), **17** (1962) nr. 7 (iulie), pag. 34—38, 1 fig. 1 diagr., 5 ref. bibl.

Calculul distorsiunilor neliniare generate de oscilațiile modulate în frecvență care trec printr-un canal cu bandă de trecere limitată se face cu formula generală a semnalului de ieșire dedusă de J. R. Carson și T. C. Fry. Această metodă

a permis să se deducă formule practice de calcul pentru unele sisteme simple, corespunzătoare unor valori mari ale indicelui de modulație.

Întrucît în aparatul modern cu modulație de frecvență se aplică sisteme de înaltă selectivitate iar în dispozitivele cu frecvențe subpurtătoare și cu deviație mică de frecvență se utilizează indici de modulație mici, problema nu poate fi rezolvată prin această metodă. De aceea, determinarea distorsiunilor neliniare se face prin metoda analizei spectrale a semnalului de ieșire. Se dă expresia generală și se deduc formulele simple de calcul pentru cazul cînd oscilațiile trec printr-un canal avînd caracteristicile de amplitudine și de frecvență dreptunghiulare iar caracteristica de fază liniară.

ARALOV, M. S.: **Metoda obținerii caracteristicilor date la pentode.** În: Radiotehnika, (U.R.S.S.), **17** (1962), nr. 7 iulie, pag. 58—65, 1 fig. 5 diagr. 11 ref. bibl.

Recent au apărut tuburi electronice care au o caracteristică a cărei formă este determinată de construcția lor. La elaborarea și construcția acestor tuburi se impun condiții foarte rigide la construcție și montaj. Datorită eficienței lor de comandă reduse, aceste tuburi nu se pot aplica la transformatoare neliniare.

O metodă nouă de obținere a caracteristicilor pentodelor, astfel ca acestea să aibă o curbură de o anumită formă, constă în aplicarea comenzii distribuției de curent cu ajutorul sarcinii spațiale dintre grila a doua și a treia a tubului; aceste caracteristici corespund diferitelor variații funcționale și diferitelor variații date. Se dau proprietățile lor principale și parametrii.

Datorită eficienței mari de comandă și a unor proprietăți, metoda studiată de obținere a caracteristicilor date se poate utiliza la transformări neliniare în radiotehnică și în alte domenii ale tehnicii.

GHERANIN, V. A., ZARENIN, Iu. G. ș.a.: **Redistribuirea probabilităților semnalate în sistemele de transmitere și preluerare a informațiilor.** În: Iz. VUZ Radiotehnika (U.R.S.S.), 1962 nr. 3 (mai-iunie), pag. 339, 346, 5 fig., 6 ref. bibl.

Fiecărui sistem de comunicație îi este proprie o lege de distribuție a probabilităților semnalului care îi asigură eficacitatea maximă de funcționare. Folosirea cît mai completă a posibilităților sistemului este strîns legată de necesitatea redistribuirii probabilităților procesului transmis.

Oricare ar fi fundamentul fizic pe care se încearcă realizarea dispozitivului de transformare, este totdeauna necesar să se rezolve problema determinării caracteristicii de transfer a acestuia în funcție de legile de distribuție cunoscute la intrarea și ieșirea lui.

În teoria probabilităților se analizează problema transformării funcționale a valorilor accidentale continue reducînd-o la determinarea legii de distribuție a probabilităților unei funcții date, avînd o valoarea accidentală, atunci cînd se cunoaște legea de distribuție a argumentului. Este indicat deci ca aparatul matematic dezvoltat în acest caz să fie utilizat și la rezolvarea problemei determinării caracteristicii de transfer.

O atenție deosebită trebuie acordată proceselor cu caracter continuu. Metodica de studiu propusă permite stabilirea algoritmului de căutare a caracteristicilor dispozitivului de transformare; în particular, ea permite determinarea caracteristicii sistemului care transformă distribuția normală de probabilități într-o distribuție „normală" secționată.

GODLEVSCHI, V. A.: **Echipament de înregistrare a costului convorbirilor în telefonia interurbană automată.** În: Vestnic Sveazi (U.R.S.S.), **22**, 1962 nr. 8, august, pag. 6—8, 3 fig.

Anul trecut în centrala telefonică interurbană din Moscova, echipamentul experimental de telefonie interurbană automată pus în funcție în 1959 a fost înlocuit cu un nou echipament care are la bază schemele CTI fără cordoane, de mare capacitate elaborate T.N.I.I.S.

Acest echipament diferă de cel fabricat în industrie prin aceea că se folosesc selectoare decadice pas cu pas, în loc de selectoare cu coordonate în treptele de comutație din lanțul de convorbire, iar în treptele de selecție cu registru se folosesc dispozitive de legătură de tip cu releu. Diferă de asemenea metoda de recepție a informațiilor de la C.T.A. și forma constructivă.

În prima etapă de automatizare a comunicațiilor interurbane în C.T.A. locale, lipsesc dispozitivele de determinare automată a numărului de apel și a categoriei abonatului chemător; pentru înregistrarea costului convorbirii se folosește formarea numărului propriu de către abonatul chemător. Pentru aceasta, unele dispozitive ale C.T.I. se echipează cu ansambluri suplimentare. Acest aparataj poate fi instalat fie în centrele regionale, fie în centrele interraionale.

De asemenea, se prevede și posibilitatea de a se trece la funcționarea cu determinarea automată a numărului de apel și a categoriei abonatului chemător, fără ca acesta să formeze numărul său. Pentru aceasta trebuie însă instalate o serie de ansambluri de ieșire în liniile de legătură și registre intermediare de determinare a numărului abonatului chemător.

GANZER, E. și HERING W.: **Instalații de alimentare de la distanță a sistemului de curenți purtători de 12 MHz, tip 2 700.** În: Siemens Zeitschrift (R.F.G.), **36** (1962), nr. 9 (septembrie), pag. 657—663, 7 fig. 3 diagrame.

La stațiile de amplificare ale sistemelor telefonice de curenți purtători de bandă largă prin cablu se utilizează instalații de alimentare cu energie electrică avînd o mare siguranță în serviciu. La sistemul de 12 MHz tip V 2700, cu 2 700 căi telefonice pe două perechi coaxiale, se folosește și o alimentare suplimentară cu o tensiune cît mai constantă.

O soluție economică pentru mai multe stații de amplificare, așezate pe diferitele trasee, este posibilă numai dacă se recurge la alimentarea cu energie electrică de la distanță. Se descrie schema de conexiuni, măsurile de siguranță, supravegherea, controlul și alimentarea cu energie electrică a posturilor, precum și aparatajul unui sistem complex telefonic alimentat de la distanță, și care realizează condiții pretențioase de funcționare.

TAEGER, W.: **Instalații de radioreleu și comunicații la mare distanță.** În: Electronische Rundschau (R.F.G.), **16**, 1962, nr. 9 (septembrie), pag. 422—424, 3 fig.

Se prezintă cîteva realizări în domeniul radioreleelor, obținute de firma Telefunken. Prin liniile de radioreleu se transmit în ultimul timp, pe lîngă căi telefonice căi de radiodifuziune, de televiziune și căi destinate special pentru transmiterea datelor spre mașinile de calcul.

Se descriu noile elemente constitutive ale echipamentului, ținîndu-se seama de frecvențele tot mai înalte de utilizare. Astfel, se descriu forme noi de ghiduri de undă, comutatoare de antenă, antene pasive, elemente nereciproce de ferită, izolatoare și circulatoare de ferită, conductoare bandă etc.

HOFFMANN, E.: **Dimensionarea fasciculelor transversale de linii pe rețelele de telecomunicații cu dirijarea rutei de legătură.** În: Siemens Zeitschrift (R.F.G.), **36** (1962), nr. 7 (iulie), pag. 532—535, 6 diagr., 8 ref. bibl.

Rețelele de telecomunicație pentru traficul local și interurban se pot organiza în mod economic prin utilizarea sistemului de dirijare a rutei de legătură, utilizîndu-se pe cît posibil liniile transversale (directe), precum și rutele ocolitoare (de revărsare) cînd cele transversale sînt ocupate.

Se dă un procedeu pentru dimensionarea optimă a fasciculelor transversale de linii, plecînd de la principiul că cheltuielile pentru desfășurarea traficului pe o linie din fasciculul transversal să nu depășească cheltuielile pentru desfășurarea traficului pe ruta cea mai ocolitoare.

Se deduc formulele de calcul pentru dimensionarea unui fascicul transversal de linii în funcție de traficul existent și de cel probabil, precum și de parametrii liniilor de revărsare (simplă și multiplă). Se examinează posibilitatea de aplicare practică a metodei de dimensionare.

JAKOB, L.: **Un corector de frecvență pentru sisteme telegrafice cu modulație de frecvență.** În: Siemens Zeitschrift (R.G.F.) **36**, 1962, nr. 6, iunie, pag. 454—456, 2 diagr. 1 ref. bibl.

Sistemele de telegrafiere armonică cu modulație de frecvență și bandă îngustă de transmisiune (120 Hz) prezintă o sensibilitate mare față de abaterile de frecvență, distorsiunile crescînd mult la creșterea acestor abateri. În cazul multiplexării secundare pe căi telefonice de curenți purtători cu oscilatoare de purtătoare fără cristal de cuarț, abaterile de frecvență periclitează buna funcționare a transmisiunii telegrafice.

Se prezintă un corector de frecvență care corectează abaterile de frecvență prin dubla transpunere a frecvențelor de cale. În acest scop, se utilizează o frecvență pilot de 300 Hz care servește drept frecvență de referință și este transpusă la fel ca și frecvența de lucru. În cazul dublei transpuneri, frecvența pilot recepționată este comparată cu frecvența pilot locală de aceeași frecvență și, pe baza acestei comparații, se face corectarea.

TOUSSAINT, H. N.: **Limitele folosirii diodelor tunel în amplificatoare și oscilatoare.** În: Frequenz (R.G.F.), **16** (1962), nr. 9, (septembrie), pag. 328—334, 4 fig. 1 tab, 3 diagrame, 7 ref. bibl.

Se stabilește o relație între parametrii electrici caracteristici și dimensiunile diodelor tunel. Pentru aceasta se stabilește circuitul, echivalent al diodei tunel și se deduc cifra de zgomot și produsul cîștig-bandă, precum și criteriile de stabilitate statică și dinamică.

Frecvența intrinsecă a diodei tunel nu depinde de dimensiunile ei, ci numai de densitatea curentului. Produsul bandă-cîștig este egal cu frecvența intrinsecă; creșterea acesteia se obține în anumite limite prin reducerea suprafeței de contact a diodei. Dioda tunel are două surse de zgomot (termic și efect schrot).

Se deduce posibilitatea funcționării montajului ca oscilator și expresia puterii maxime obținute.

HAINLEIN, W. și MEZGER, P. G.: **Teoria amplificatorului parametric reflex.** În: Frequenz (R.F.G.), **16** (1962), nr. 9 (septembrie), pag. 347—354, 4 fig. 1, tab. 1 diagr.

Se prezintă teoria generală a amplificatorului parametric, menținîndu-se insuficiența schemelor principale idealizate folosite de obicei în studiile teoretice. Amplificatorul parametric poate funcționa fie ca mixer cu amplificare, fie ca amplificator al frecvenței de intrare cu rezistență negativă.

Amplificatorul parametric reflex folosește un circulator pentru a transmite în etajul următor semnalul amplificat și reflectat spre intrare. Se ating temperaturi de zgomot de circa 60°K, fără răcire artificială. Se studiază apoi proprietățile diodelor capacitive supuse unei tensiuni de pompare; se calculează factorul de modulație realizabil în cazurile limită ale excitației de tensiune și de curent. Valorile mijlocii ale capacității sînt mult mai stabile în cel de al doilea caz. Pentru determinarea limitelor domeniului de funcționare se analizează rolul elementelor parazite, rezistența diodei, autoinductanța ei și capacitatea față de masă.

BARSIS, P. A., NORTON, K. A. ș. a.: **Predeterminarea performanței căilor de comunicații troposferice unice sau în tandem.** În: IRE Transactions on Comunications Systems (S.U.A.), CS-10 (1962) nr. 1 martie, pag. 2—22, 4 tab., 21 diagr., 18 ref. bibl.

Performanțele căilor de comunicații la mare distanță troposferice, fie unice fie în tandem, pot fi predeterminate în funcție de probabilitatea de obținere a unui grad de serviciu specificat sau pentru diferite procentaje de timp.

Deviația tip a erorilor de predeterminare depinde de procentajul orelor pentru care se cere gradul de serviciu specificat și de parametrii ce caracterizează traseul de propagare. Se discută posibilitatea reducerii acestei deviații tip prin efectuarea măsurătorilor de atenuare a transmisiunii.

CAMPOIANO, N. C. și GLAZER, B. G.: **O schemă numerică coherentă cu modulație de amplitudine și fază.** În: IRE Transactions on Comunications Systems (S.U.A.), **10** (1962), nr. 1 (martie), pag. 90—95, 6 fig., 3 tab, 7 ref. bibl.

Se analizează o tehnică de combinație de amplitudine și de fază pentru comunicații numerice, care asigură coerența între transmițător și receptor.

Tehnica cuprinde modulația de amplitudine, simultană și independentă a două purtătoare în cuadratură de aceeași frecvență. Procesul de demodulație constă în separarea componentelor în fază și în cuadratură, urmată de detecția de amplitudine.

MEDKURST, G. R. și ROBERTS, J. H.: **Distorsiunea datorită ecourilor multiple în sisteme de radiorelee multiplex cu diviziune în freevență și modulație de freevență.** În: IRE Transactions on Comunications Systems (S.U.A.), **10** (1052) nr. 1 martie, pag. 61—71, 1 fig. 2 tab. 12 diagr. 19 ref. bibl.

Se studiază distorsiunea de intermodulație în sistemele de radiorelee multiplex cu diviziune de frecvență și modulație în frecvență, datorite unui număr de ecouri cu amplitudine și timp de întîrziere diferiți.

Se deduc formulele generale, care sînt aplicate în cazul unui sistem cu 960 căi telefonice, supus distorsiunii datorite ecourilor produse de joncțiunile dintre secțiunile ghidului de undă.

LOUGLIN, B. D.: **Realizări recente în televiziunea în culori.** În: IRE Transactions on Broadcast and T. V. Receivers (S.U.A.) (1962) nr. 1 aprilie, pag. 55—69, 16 fig., 42 ref. bibl.

În domeniul tehnicii televiziunii în culori s-au înregistrat în ultimii 5—6 ani o serie de progrese în ceea ce privește construcția cinescoapelor și a circuitelor asociate lor, schemele receptoarelor, sistemele de standarde etc.

Printre cinescoapele destinate pentru televiziunea în culori au găsit în ultimul timp o largă aplicare tuburile Apple, care utilizează emisiunea secundară a benzilor indicatoare. Recent a fost realizat un tub Apple care utilizează radiația UV pentru transmiterea informației indicatoare, în locul emisiunii secundare.

Printre dezvoltările recente ale circuitelor utilizate în receptoare un interes deosebit îl prezintă: tuburile de comutare a fasciculului pentru demodulatoarele de culoare, extinctoarele sincrone de culoare, controlul matricial cu trei triode care permite obținerea a trei semnale de diferență cromatică din două semnale tip de diferență.

În ultimul timp, diferite grupuri de studii aparținînd firmelor europene s-au ocupat de adaptarea sistemului de NTCS la standardul utilizat în țările respective; în general se preconizează utilizarea diferitelor tipuri de corecții de gamă de emițătoare, precum și utilizarea semnalului NTCS într-un sistem de modulație pozitivă cu canalul de sunet modulat în amplitudine.

WEPPER, H. E.: **Relee de televiziune prin intermediul stațiilor artificiale.** În: IRE Transactions on Broadcast and T.V. Receivers (S.U.A.), (1962), nr. 1, aprilie, pag. 47—54, 4 fig.

Retransmiterea programelor de televiziune cu ajutorul sateliților artificiali deschide perspective promițătoare pentru recepționarea lor în orice punct al globului.

Proiectul Telestar trebuie să asigure mijloacele necesare măsurării performanțelor unei retransmisiuni efectuate într-o bandă largă de frecvență cu ajutorul unui satelit, în condițiile actuale de dezvoltare a tehnicii rachetelor. Satelitul, prevăzut cu un receptor de bandă largă, retransmite semnalele de televiziune sau echivalentul a 600 căi telefonice în orice direcție spre sau dinspre S.U.A.

Proiectul inițial prevedea lansarea satelitului cu ajutorul unei rachete Thor-Delta pe o orbită eliptică al cărei plan să

formeze un unghi de 45 de grade cu planul ecuatorial, avînd înălțimea maximă a orbitei de circa 6 000 km și cea minimă de circa 1 000 km.

O asemenea orbită asigură o perioadă de rotație în jurul pămîntului de circa 2 1/2 ore, ceea ce reprezintă trei perioade de vizibilitate zilnice de circa 1/2 ore fiecare, între S.U.A. și Europa; perioadele de vizibilitate mutuală nu sînt în fiecare zi aceleași deoarece datorită rotației pămîntului axa orbitei eliptice înaintează în jurul lui cu un ciclu de circa 180 de zile.

Frecvența canalului transmis de pe pămînt spre satelit este de circa 6 390 MHz iar cea retransmisă de pe satelit spre pămînt este de circa 4 170 MHz.

WEARWER, S. C.: **O comparație între mai multe tipuri de modulație.** În: IRE Transactions on Comunications Systems (S.U.A.), **10** (1962), nr. 1 (martie), pag. 96—101, 11 fig. 2 diagr. 7 ref. bibl.

Se face o scurtă analiză matematică a diferitelor combinații de modulație-demodulație care poate fi utilizate în sistemele de transmisiune a datelor numerice și analogice.

Probabilitatea de apariție a unei erori la cele mai importante sisteme numerice binare este utilizată pentru compararea diferitelor sisteme. Sistemele analogice sînt analizate în funcție de eroarea medie practică (variantă); acest criteriu permite elaborarea unei metode avantajoase de comparare a sistemelor numerice și analogice.

Se discută lățimea de bandă a emițătorului și receptorului și se prezintă un sistem de multiplexare în timp cu modulația de amplitudine a impulsurilor.

KING, G. D.: **Oscilator cu undă regresivă pentru unde milimetrice.** În: The Marconi nr. 146 (iulie-septembrie), pag. 168—189, 8 fig. 10 diagr. 12 ref. bibl.

Se prezintă pe scurt teoria oscilatorului cu undă regresivă, echipat cu un tub electronic cu undă regresivă a cărui funcționare se bazează pe interacțiunea dintre un fascicul de electroni și o structură periodică de unde lente. Se descrie proiectarea, fabricația și măsurarea unui tub electronic cu undă regresivă construit pentru a funcționa pe lungimi de undă cuprinse între 4 ... 8 mm și se dau performanțele obținute.

WARTON, W. și R. E. DAVIES: **Filtre de bandă pentru unde metrice.** În: Electronic Tehnology (Anglia, **39** (1962), nr. 9, (septembrie), pag. 332—336, fig. 4 diagr., 3 ref. bibl.

Se descrie teoria filtrului de bandă coaxial în T și se prezintă diagrame de proiectare care permit calculul rapid al dimensiunilor acestor filtre.

Filtrul de bandă coaxial, descris de Sosin, asigură o impedanță cu două borne care are în spectrul de frecvență un pol și un zero foarte apropiați unul de celălalt. Dacă această impedanță este conectată în paralel pe o linie de transmisiune, formează un filtru care lasă să treacă o frecvență și blochează o altă frecvență adiacentă.

Se dau exemple de utilizare a diagramelor de proiectare.

LIBOIS, L., J.: **Comutația electronică.** În: La Technique moderne (Franța), **4** (1962), nr. 9 (septembrie), pag. 401—406, 8 fig.

Apariția elementelor semiconductoare a permis realizarea unei tehnici noi: comutația electronică. Se prezintă unele aspecte de bază ale comutației electronice și anume: problema conexiunilor electronice, memoria electronică, circuitele logice etc.

Se descrie structura unui sistem de comutație electronică precum și problema realizării unui post telefonic cu comutație electronică. Astfel, postul telefonic clasic cu sonerie electromecanică necesită un semnal de apel în curent de 50 Hz, care nu poate fi transmis de o rețea de conexiune în întregime electronică. Din această cauză s-a făcut o serie de încercări asupra unor posturi de tip nou, realizîndu-se cu titlu de experiență un oarecare număr de posturi telefonice cu sonerie electronică. La aceste posturi soneria clasică cu vibrator a fost înlocuită printr-un mic difuzor care poate fi încorporat în însuși aparatul telefonic și care în momentul apelului emite un semnal de frecvență vocală cu un nivel al puterii acustice destul de ridicat; nivelul puterii acustice al acestei sonerii este independent de lungimea liniei abonatului, dar poate fi reglat de abonatul chemător printr-un buton. Pentru obținerea acestui rezultat, în postul telefonic este introdus un amplificator de sonerie cu două tranzistoare.

În curs de experimentare sînt și alte studii cu privire la posturile telefonice: astfel, se experimentează înlocuirea cadranului printr-o mică claviatură. Prin simpla apăsare a unei clape se provoacă transmiterea unui cod de frecvență care caracterizează cifra marcată pe această clapă.

Cîteva centrale telefonice electronice de capacitate mijlocie (100 ... 300 linii) se află în serviciu experimental, iar în scurt timp se vor da, de asemenea și centrale telefonice electronice de mare capacitate.

CALDIROLA, P. și O. DE BARBIERI: **Unele efecte provocate în ionosferă de undele radio.** În: Alta Frecuenza (Italia), **31** (1962), nr. 8, (august), pag. 510—523, 4 diagr. 24 ref. bibl.

Analiza fenomenelor de propagare ionosferică folosește la cunoașterea structurii ionosferii. În special, efectul Luxemburg și automodulația unei unde sînt interesante din acest punct de vedere.

Se prezintă teoria efectelor neliniare în ionosferă după Bailey, apelîndu-se și la metodele de calcul ale școlii sovietice. Se stabilesc expresii ale distribuției electronilor într-un mediu ionizat și ale energiei medii a electronului datorită absorbției. Se constată că absorbția este maximă la rezonanță (girofrecvență), în timp ce departe de rezonanță, distribuția este de tip Maxwell. Se trece apoi la studiul ciocnirilor neelastice; în acest caz, pentru aceeași energie transferată mediului, cîmpurile necesare sînt de circa cinci ori mai puternice decît la ciocniri elastice. Se deduc pentru acest caz tensorii reprezentativi ai cîmpului electric.

Ecuația de propagare este efectiv neliniară pentru cîmpuri puternice și frecvențe nu prea depărtate de girofrecvență.

MASSARI, C.: **Caracteristicile de funcționare ale unor modulatoare sincrone pentru televiziunea în culori.** În: Alta Frenquenza Itlaia, **31** 1962, nr. 9, septembrie, pag. 568—576, 6 fig. 1 tab. 17 diagr. ref bibl.

Se studiază tipurile de demodulatoare sincrone utilizate în televizoarele construite după norma NTSC. În sistemul NTSC, informația de crominanță fiind dată de două modulații de fază în cuadratură, detecția ei necesită demodulația sincronă, adică proporțională cu proiecțiile de două axe riguros determinate. Distorsiunea cromatică constă în eroarea de fază și de amplitudine (respectiv de nuanță și de saturație) a subpurtătoarei.

Se examinează trei tipuri de demodulatoare, de tipul cu produs și de tipul cu redresare. Se indică modul de alegere a tuburilor și se expun pe larg măsurătorile făcute asupra caracteristicilor de amplitudine și fază, arătîndu-se efectele de neliniaritate ale diverselor tuburi. Se stabilește că ordinea crescătoare a neliniarității este: demodulatorul cu diode, cu tetrode și cu triode. Fidelitatea realizabilă fiind suficientă pentru receptoarele comerciale, demodulatorul cu triode și cu axe de demodulare oblice este cel mai avantajos fiind cel mai simplu.

DALLAS, W. S.: **Păreri asupra unui sistem mondial de comunicații prin sateliți.** În: Journal des Télécomunications (Elveția), **29** (1962), nr. 9 (septembrie) pag. 269—273.

Se descriu pe scurt sateliții activi și pasivi, precum și sateliții sincroni, după care se prezintă două noi sisteme de comunicații prin sateliți în curs de realizare și anume: unul în U.R.S.S. iar celălalt în Europa occidentală.

Se propune ca sateliții și stațiile asociate de comandă de pe sol să fie subordonate unui organ internațional, care să nu aibă un caracter comercial ci să joace rolul de organ administrativ și de legătură.

Se studiază apoi două probleme importante privind organizarea comunicațiilor prin sateliți și stabilirea relațiilor internaționale cu privire la utilizarea sateliților.

*** : **Receptoarele de televiziune nu produc raze Röentgen vătămătoare sănătății.** În : Radioschau (Austria) **38** (1962) nr. 9 (septembrie), pag. 345.

Ca urmare la diversele afirmații că tuburile de imagine ale televizoarelor ar emite raze Röentgen în doze periculoase, s-au efectuat măsurători într-un laborator de televiziune din Austria.

În acest scop s-a montat un film Röentgen în fața ecranului televizorului. Acest film a fost lăsat opt ore în fața ecranului puternic iluminat, după ce în prealabil între film și ecran s-a plasat o tablă din fier groasă de 1 mm, prevăzută cu găuri pentru a putea sesiza eventualele raze Röentgen.

În cazul cînd ar fi existat o reacție cît de cît importantă, filmul s-ar fi înnegrit în dreptul găurilor ; dar, după cele opt ore de iluminare, nu s-a putut constata nici un fel de înnegrire. În schimb, o experiență constînd din punerea unui astfel de film în fața unui ceas cu cifre fosforescente, a arătat după opt ore o înregistrare considerabilă.

Concluzia trasă este că televiziunea nu produce radiații periculoase.

RECENZII

Materiale magnetice în telecomunicații — feritele. Editura transporturilor și telecomunicațiilor, București, 1962, 100 pag. 67 fig., 10 ref. bibl.

Lucrarea prezintă o sinteză a stadiului actual al tehnicii feritelor, scoțînd totodată în evidență avantajeie acestora față de materialele magnetice metalice.

Problema măririi numărului căilor de comunicații poate fi satisfăcută numai prin lărgirea gamei de frecvențe disponibile. Dar pe măsura ridicării frecvenței, materialele magnetice metalice prezintă pierderi din ce în ce mai mari care fac să scadă calitatea aparatajului realizat cu ajutorul lor.

Feritele au permeabilități ce ajung pînă la cîteva mii și rezistențe specifice de milioane de ori mai mari decît acelea ale metalelor. Ele pot fi folosite nu numai sub formă de tole sau pulberi sinterizate ci și sub formă masivă. Utilizarea feritelor dă mari posibilități în special dezvoltării tehnicii microundelor. Produsul μQ ridicat al feritelor în banda de frecvențe de la 50 kHz la 150 kHz a dus la utilizarea lor pe scară largă ca miezuri pentru bobine de reactanță ale filtrelor de bandă pentru sistemele telefonice de curenți purtători.

Feritele se mai utilizează și ca miezuri pentru transformatoare de frecvență medie în aparatele de radiorecepție. Apoi se mai folosesc la bobinele de reactanță și transformatoarele miniaturizate. O largă aplicație își găsesc feritele și la dispozitivele de memorie.

Lucrarea conține principiile fundamentale ale feritelor precum și utilizarea acestora în tehnica telecomunicațiilor.

În capitolul I se descrie natura și caracteristicile feritelor. Paragraful 1 se ocupă de materialele magnetice noi de tip ferită. Se arată avantajele folosirii miezurilor de ferită față de cele din pulberi de fier sau din pulberi de aliaj. Se trece apoi la prepararea feritelor, menționîndu-se calitățile ce trebuie să le îndeplinească.

De subliniat faptul că prepararea acestor materiale este destul de dificilă, avînd în vedere numărul mare de variabile de care trebuie să se țină seamă.

Se studiază apoi în mod amănunțit proprietățile feritelor printre care : permeabilitatea, coeficientul de pierderi magnetice, proprietățile electrice și cele magnetostrictive.

Într-un număr mare de diagrame se dau variațiile parametrilor miezurilor de ferită.

Paragraful 2 tratează problema magneților permanenți ceramici din ferită dură, în special a feritei de bariu.

Se descriu proprietățile magnetice ale feritei de bariu ce prezintă mari avantaje față de materialele obișnuite de aliaje magnetice. În încheierea paragrafului se indică modul de fabricație a acestor ferite pînă la forma finală pentru a se obține saturația.

Capitolul II cuprinde aplicațiile feritelor la frecvențe joase și medii.

Se tratează problema bobinelor pupin cu miezuri de ferită, filtrele cu ferite magnetostrictive, memorii cu miezuri de ferită în tehnica centralelor automate electronice și feridul ca un nou dispozitiv de comutare.

În capitolul III se dau aplicațiile feritelor la frecvențe ultraînalte. Se descriu fenomenele giromagnetice inerente feritelor, problema feritelor în ghiduri de undă nereciproce, modulația de amplitudine a undelor centimetrice cu ajutorul feritelor și detectorul cu ferită pentru frecvențe ultraînalte.

Lucrarea prezintă sistematic materialul printr-o expunere clară și logică a problemelor tratate Figurile explicative graficele și tabelelele care însoțesc textul, înlesnesc urmărirea celor expuse și conțin totodată importante date constructive, ceea ce facilitează înțelegerea noțiunilor prezentate.

Cartea va fi de un real folos celor interesați și ca atare se recomandă tuturor acelora care găsesc înmănunchiat în ea un material util pentru formarea și completarea cunoștințelor de specialitate.

CRONICĂ

Expoziția „Metrimpex" de instrumente electronice, electrice și de laborator

Între 15 și 25 mai a.c. întreprinderea ungară de comerț exterior „METRIMPEX" a organizat în localul Camerei de Comerț a R.P. Ungare o expoziție în cadrul căreia a prezentat : instrumente de precizie, instrumente electrice și electronice, instrumente medicale, instrumente de măsură pentru scopuri industriale și științifice etc.

În dezvoltarea ei rapidă, industria maghiară producătoare de instrumente și aparate și-a dobîndit merite deosebite, Rolul ei constă în asigurarea tuturor ramurilor industriale cu aparatele cele mai moderne, în cantități și sortimente solicitate.

În același timp, dezvoltarea acestei industrii a permis ca întreprinderea de comerț exterior „Metrimpex" să exporte și un număr mare de piese diferite printre care aparate de laborator, medicale, de telecomunicații (radio, telefonie, telegrafie, televiziune, microunde) și de fizică nucleară, aparate de măsură electrice și de încercarea materialelor (pentru metale, hîrtie, textile, mase plastice etc.), instrumente optice și de geodezie, precum și elemente de automatică.

Aparatele produse de industria maghiară au ajuns în toate colțurile lumii și se bucură peste tot de un renume crescînd, ce se manifestă mai ales în cadrul diferitelor tîrguri și expoziții internaționale.

Majoritatea exponatelor pe care le-a prezentat în cadrul acestei expoziții au subliniat caracterul și dezvoltarea impetuoasă a industriei de aparate și instrumente de măsură din Republica Populară Ungară.

Instrumentele de măsură expuse, dintre care unele cunoscute și folosite de inginerii și tehnicienii noștri, ilustrează înalta tehnicitate a industriei maghiare în acest domeniu.

Alături de instrumente de măsură de panou și instrumente de măsură portabile de precizie, pentru scopuri industriale, vizitatorii expoziției au putut examina unele instrumente de mare precizie pentru laboratoare, spre exemplu : oscilatorul cu bandă lată și tub catodic tip 1546, generatorul tip sweet 0811 precum și vobuloscopul tip 0813.

Atenția vizitatorilor a fost însă atrasă în special de numărul mare și tipurile variate de instrumente electrice și electronice. În cele ce urmează prezentăm cîteva dintre aparatele ce au fost expuse în cadrul expoziției.

Generatorul de frecvențe secundare stabilizat cu cuarț tip-EMG 1188 are opt frecvențe fixe și anume : 50 Hz, 200 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, și 10 MHz. Frecvența oscilatorului este de 100 kHz. Precizia este de 10^{-6} ajustabilă cu reglaj fin. Stabilitatea frecvenței oscilatorului este de 2.10^{-6} la o temperatură de 18—22°C. Tensiunea de ieșire de

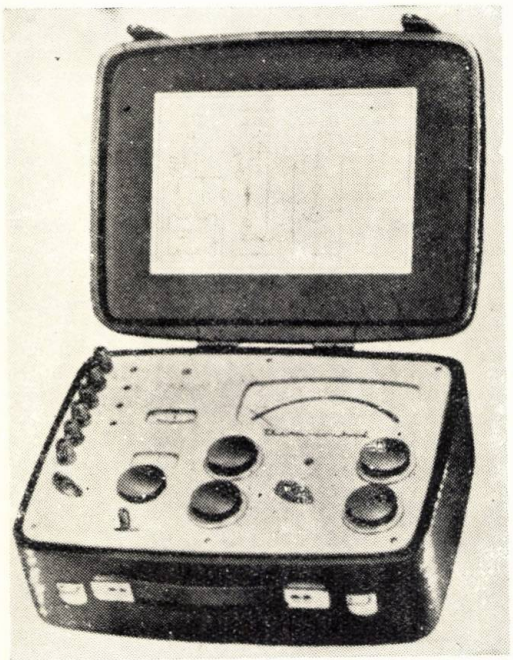


Fig. 1.

radiofrecvență în gol este de minimum 3 V, iar rezistența de ieșire de radiofrecvență de 150 Ω.

Tensiunea de ieșire de joasă frecvență în gol este de minimum 3 V, iar rezistența de ieșire la joasă frecvență este de 600 Ω.

Potențiometrul termotehnic tip YHK este un instrument indispensabil la reglajul și controlul teletermometrelor cu termocuplu. Este un instrument ce permite efectuarea tuturo măsurătorilor necesare, fără a mai folosi alt echipament auxiliar, cu mare exactitate și într-un timp scurt (fig. 1).

Instrumentul permite efectuarea următoarelor măsurători : măsurarea forței termoelectromotoare a termocuplelor, măsurarea rezistenței unui circuit exterior legat cu instrumentul, compararea dintre un termocuplu oarecare și termocuplul etalon, controlul și etalonarea instrumentelor de măsurare a temperaturii ce funcționează pe bază de termocuplu etc.

Ca date tehnice mai importante cităm : clasa de precizie a miliampermetrului este de 0,2, precizia rezistențelor etalon de $\pm 0{,}05$ % iar rezistența internă a galvanometrului de 20 Ω.

Gamele de măsură : tensiunea de 5, 10, 20, 50 și 100 mV iar rezistențele de la 0,5 la 50Ω.

Logometrul tip 144 pDC este un instrument pentru măsurarea temperaturilor la distanță. Aparatul lucrează cu ajutorul termoelementelor. Clasa de precizie este de 1,5. Tensiunea de încercare are valoarea de 2 000 V, iar rezistența circuitului exterior este de 20 Ω.

Domeniul de măsurare a temperaturii este cuprins între +20 și +1 600°C funcție de termoelementul utilizat (fier-constantan nichel crom—nichel, platină—rodiu—platină).

Puntea Wheatstone-Thomson cu manete tip YTW permite măsurarea rezistențelor într-un domeniu extrem de larg 10^{-5}—10^{-7}Ω. Faptul că cele două punți sînt reunite într-un singur aparat permite extinderea considerabilă a gamei de măsură.

Prin manipularea sa ușoară, aparatul se pretează foarte bine la măsurători de mare serie.

Cu montajul în punte Wheatstone se acoperă domeniul $1-10^{7}$Ω, iar cu montajul în punte Thomson domeniul 10^{-5}—10^{-4}Ω. Puntea combinată cuprinde drept rezistențe de raport, rezistențele decadice cu comutator $2 \times 10 \times (1\,000 + 100 + 10 + 1 + 0{,}1)$ Ω, și rezistențele cu fișe 2 x (10, 100, 1 000, 10 000) Ω , iar drept rezistență de comparație, rezistențele 0,001, 0,1 și 10 Ω. Precizia rezistențelor punții este de $\pm 0{,}02$ % pentru rezistențe peste 10 Ω și de $\pm 0{,}1$ % pentru cele sub 10 Ω.

Aparatul dispune de trei lăcașuri care permit prin folosirea unei fișe, trecerea de la montajul Wheatstone la montajul Thomson ; poziția intermediară întrerupe circuitul punții.

Aparatul se compune din trei părți : circuitul de lucru, circuitul de amortizare de înaltă tensiune și circuitul generator de impulsuri.

Tensiunea de rețea este de 220 V, 50—60 Hz. Intensitatea curentului arcului este de 0—10 A, reglabil în 10 trepte. Consumul aparatului la o sarcină de 10 A este de 2 200 W.

Diametrul ecranului osciloscopului este de 70 mm.

În cadrul expoziției s-au mai prezentat și alte tipuri de instrumente. Vizitatorii au avut astfel prilejul să cunoască o serie de realizări ale poporului frate maghar.

Pe durata expoziției, s-au ținut o serie de conferințe prezentate la un înalt nivel tehnico-științific în legătură cu exponatele prezentate.

Prin calitatea și execuția îngrijită a aparatelor, industria ungară s-a dovedit a fi la înălțime și în cadrul acestor sectoare industriale.

SOMMAIRE

CD 621.376.56 : 534.861

Al Spătaru : **La maximalisation du rapport signal-bruit dans le cas de modulation d'impulsions codées.**

On traite le problème de la determination de la fonction de transit pour un filtre linéaire, de telle mannière que, à la sortie du filtre on obtienne la valeur maxima du rapport signal-bruit, dans le cas de transmission d'une information binaire par un système de transmission à modulation codée, en présence des perturbations considérées coomme procés alléatoire stationnaire.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 93–93

CD 621.395.64

P. Postelnicu : **Le calcul de la distance admissible entre les répéteurs des systemes téléphoniques à courrants porteurs, sur lignes aériennes.**

Une étude sur les criteriums d'évaluation de la distance maxima admissible entre les répéteurs téléphoniques de H.F. sur lignes aériennes tentant compte des bruits atmosphériques de la ligne.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 95–100

CD 621.396 : 621.38

V. Căluneanu : **Le problème des tolérances et des érreurs de production dans la théorie de la sûreté de fonctionnement de l'apparatage radio-éléctronique.**

On présente la loi normale de distribution des érreurs de productions et les principes de calcul des tolérances de paramètres de sortie des schémas radio-éléctroniques. De même, on présente la méthode de résolution du problème inverse, c'est-à-dire de determination des tolérances des éléments composants, étant imposées les tolérances des paramètres de sortie des schémas radio-electroniques.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 100–110

CD 621.394 : 654.14

Gr. Stelian : **Les grandeurs fondamentales du traffic télégraphique et leur détérmination éxpérimentalle dans le reseau existant, en vue de l'introduction de la commutation télégraphique automatique dans la R.P.R.**

On donne une étude sur les grandeurs fondamentales du traffic télégraphique. On détérmine, par méthodes statistiques, les valeurs moyennes de ces grandeurs, en vue de l'introduction de la commutation télégraphique automatique sur les reseaux TG_x et T_x de ce pays.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 111–118

CD 697.397.61

Gh. Mirofan : **La réduction du spectre de fréquence du signal de télévision.**

L'on aborde quelques problèmes de l'application de la théorie de l'information dans la TV. On donne une déscription sommaire de quelques méthodes proposées pour la réduction du spectre de fréquence du signal de TV.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 118–125

CD 621.396.62 : 534.861

Natalia Cutieru : **La diffuseur ortophasique, une nouvelle réalisation de la téchnique mondiale.**

On décrit quelques types de diffuseurs ortophasiques réalisés récémment, on fait une analyse sur leur fonctionnement, les performances obténues et les perspectives futures.

Telecomunicaţii, 7, no. 3, 1963, p. 125–130

CD 621.397.6 (R)

E. Mihăilescu : **Le televiseur VS43–621 „Azur"**

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 131–135

CONTENTS

DC 621.376.56 : 534.861

Al. Spătaru : **Maximalisation of the signal-noise ratio in the case of pulse coded modulation.**

A treatment is given of the problem of determining the impulse transfer function for a linear filter, so that — at the filtre's outlet — one may obtain the maximal value of the sig al-noise ratio, when transmitting a binary information by a transmission system using code modulation, and with disturbances considered as a stationary random process.

Telecomunicaţii, **7**, nr. 3, 1963, p. 93–94

DC 621.395.64.

P. Postelnicu : **The calculus of permissible distance between the repeaters of carrier curent téléphone systems using air lines.**

The work contains a study on the evaluating criteria of the maximal permissible distance between telephone H.F. followers on air lines, having in view the line's atmospheric noises.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 95–100

DC 621.396 : 621.38

V. Căluneanu : **The problem of production tolerances and errors, in the theory of the radio-electronic apparatus safety of operation.**

One presents the normal distribution law of production errors, and the calculus principles of the tolerances of radio-electronic diagram's exit pa ameters. One presents, also, the methods for solving the reciprocal problem, namely the determination of tolerances of the composing elements, being imposed the tolerances of the exit parameters of radio-electronic arrangements.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 100—110

DC 621.394 : 654.14

Gr. Stelian : **The basic quantities of the telegraphic traffic, and their experimental determination in the actual network with relation to the introduction of automatic change-over in the Roumanian telegraphic system.**

A study is made of the basic quantities of the telegraphic traffic. Using statistical methods, one determine the mid-values of these quantities, with a view to the introduction of telegraphic automatic change-over ou the Roumanian TG_x and T_x networks.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 111—118

DC 697.397.61

Gh. Mitrofan : **The reduction of the frequency spectrum of TV signals.**

This work approaches several problems related to the application of information theory for television. One gives a brief description of some methods proposed in view of the reduction of the television signal's frequency spectrum.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 196', p. 118—125

DC 621.396.62 : 534.861

Natalia Cutieru : **The ortophasic loudspeaker, a new achievement of the world's téchnique.**

One describes several types of ortophasic loudspeakers, recently made, ans a analysis is given of their operation, obtained performances and prospects.

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 125–130

DC 621.397.6 (R)

E. Mihăilescu : **The VS43–621 „Azur" television set.**

Telecomunicaţii, **7**, no. 3, 1963, p. 131–135

MŰSZAKI LEÍRÁSOK ÉS ÚTMUTATÓK * ORSZÁGOS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT * 1883

LEXICONUL TEHNIC ROMÎN

O lucrare enciclopedică în domeniul tehnicii şi al ştiinţelor ei de bază

Dezvoltarea economiei noastre naţionale datorită avîntului industriei, al tehnicii, cere oamenilor muncii să-şi ridice necontenit nivelul profesional, să-şi lărgească continuu sfera de cunoştinţe tehnice, pentru a contribui din plin la creşterea şi perfecţionarea neîntreruptă a producţiei socialiste, pe baza tehnicii celei mai înalte.

Răspunzînd acestei necesităţi şi aplicînd în practică directivele partidului şi guvernului, Editura tehnică a tipărit între anii 1949—1956 prima ediţie a Lexiconului Tehnic Romîn, elaborat de Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Populară Romînă (CNIT).

La realizarea acestei lucrări au contribuit cîteva sute de colaboratori-academicieni, membri corespondenţi ai Academiei R.P.R. doctori în ştiinţe, cadre universitare dintre cele mai calificate, ingineri şi tehnicieni care activează nemijlocit în aproape toate ramurile industriale, laureaţi ai Premiului de Stat etc.

Lexiconul Tehnic Romîn ediţia I a apărut în şapte volume cuprinzînd 48 763 de termeni directori cu toate subdiviziunile lor şi circa 6 500 figuri.

Apariţia numeroaselor ramuri noi ale producţiei, dezvoltarea rapidă pe care a luat-o tehnica în ultimii ani şi creşterea numărului celor care folosesc tehnica, cît şi precizările făcute în multe domenii ale terminologiei tehnice de către Academia R.P.R. şi Oficiul de Stat pentru Standarde, au dus la publicarea noii elaborări a acestei lucrări.

Noua ediţie a Lexiconului Tehnic Romîn este elaborată de un colectiv mai lărgit al CNIT sub îngrijirea academicianului profesor Remus Răduleţ, Laureat al Premiului de Stat.

Concepută în 16 volume, noua elaborare cuprinde un vast material documentar din 70 de discipline de bază şi va prezenta în circa 10 000 de pagini, 70 000 de termeni directori şi aproximativ 17 000 de figuri.

În noua lui formă, Lexiconul reflectă nivelul înalt la care s-a ridicat capacitatea de cercetare, de proiectare şi de producţie din ţara noastră, sub impulsul industrializării socialiste a ţării şi a cuceririlor noi, romîneşti şi mondiale, ale ştiinţei.

Noua ediţie a Lexiconului Tehnic Romîn cuprinde o informare tehnică mai amplă, atît în ceea ce priveşte numărul de termeni trataţi cît şi întinderea şi profunzimea fiecărui text explicativ, bazată pe progresul tehnicii şi al ştiinţei. Numărul de discipline s-a mărit, cuprinzînd ramuri noi ca : Pedologia, Televiziunea, Plasticitatea, Fizica atomică nucleară etc.

S-au introdus mulţi termeni noi, ca : Acoperire, Adaos, Metalurgie, Aerofar, Automatizare, Aeromagnetometrie, Bureză, Calculator electronic etc.

S-a realizat o ordonare mai sistematică a materialului şi o unificare a terminologiei tehnice şi ştiinţifice, de comun acord cu lucrările lexicografice ale Academiei R.P.R. şi cu Oficiul de Stat pentru Standarde.

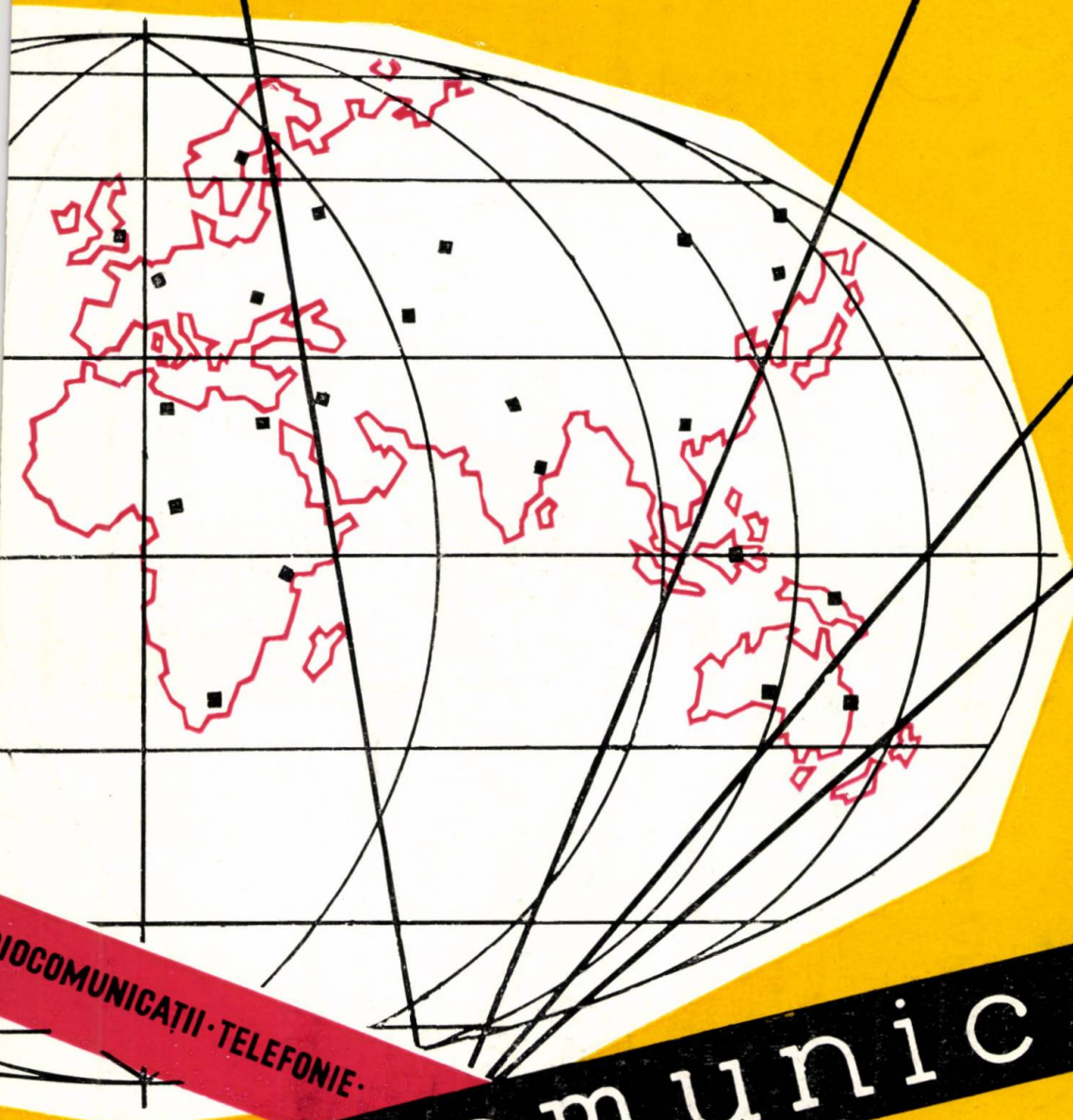
Aspectul grafic al lucrării a fost schimbat. S-a folosit formatul mare Z5—205/265 mm cu un număr mai mare de semne tipografice pe pagină, cu o ilustraţie bogată şi pe hîrtie velină.

Pînă în prezent au apărut primele unsprezece volume ale noii ediţii a Lexiconului Tehnic Romîn.

Următoarele cinci volume (vol. XII—XVI) vor apare în anii 1963—1964, cuprinzînd literele P—Z, iar preţul fiecărui volum va fi de 100 lei.

Noua elaborare a Lexiconului Tehnic Romîn va intra în tezaurul culturii ca un bun social şi va deveni un îndrumător preţios pentru ingineri, tehnicieni, cercetători, cadre didactice, militari, studenţi şi muncitorii cu un nivel mai ridicat.

E1741



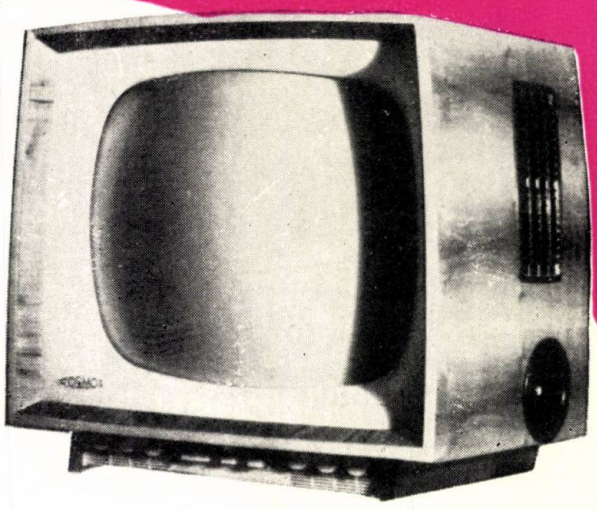
telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE · TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1963

4

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 7 ★ Nr. 4 ★ p. 141 — 192 ★ București ★ iulie — august 1963

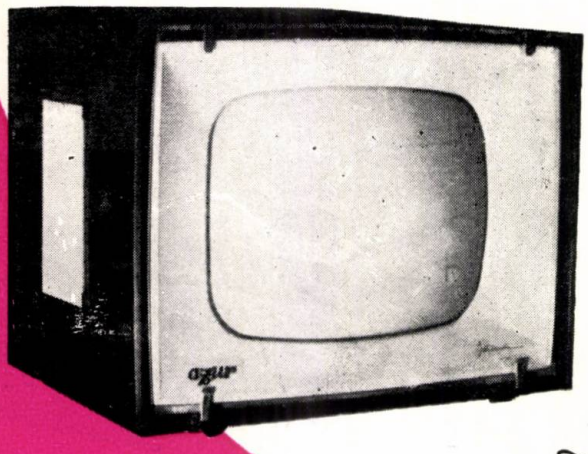


COSMOS

— Un televizor modern cu ecran mare avînd diagonala de 54 cm.
— Imaginea de cea mai bună calitate datorită strălucirii ei deosebite.
— Aparatul este înzestrat cu cele mai noi dispozitive de reglaj automat.
— Performanțe acustice deosebite.
— Televizorul este realizat cu cablaj imprimat
— Comutator de canale cu 12 poziții
— 18 tuburi electronice + 9 diode semiconductoare + 1 redresor cu seleniu
— 3 difuzoare

AZUR

— Un televizor realizat cu circuite imprimate.
— Linie elegantă; stabilitate remarcabilă în funcționare.
— Imagine de înaltă calitate.
— Comutator de canale cu 12 poziții
— Diagonala ecranuiui de 43 cm.
— 16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu
— Tensiunile de alimentare: 120 V și 220 V.



PRODUSE
DE UZINELE

Electronica

E1741

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 7 Nr. 4 iulie—august

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. M. BĂLĂIEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU. ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

621.395.664.3 Limitarea în amplitudine

Condrea, S. : **Limitarea de amplitudine a semnalului telefonic**

Se studiază caracteristicile semnalului telefonic limitat în amplitudine.

Se analizează avantajele limitării amplitudinii în convorbirile telefonice de frecvenţă vocală şi de frecvenţă înaltă.

Rezultatele experimentale subliniază faptul că acest procedeu de limitare a amplitudinilor poate fi aplicat cu succes pe căile de curenţi purtători expuse la perturbaţii, obţinîndu-se transmisiuni inteligibile.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 141—147

621.394.34 Reţele de telegrafie automată

Stelian, G. **Metoda de calcul pentru dimensionarea şi organizarea reţelelor telegrafice automate TGX şi TX**

În acest articol se indică metoda de calcul a numărului de organe necesare reţelelor telegrafice automate TGX şi TX. De asemenea se demonstrează că pentru R.P.R. este mai economic de a se proiecta o singură reţea telegrafică automată, comună (Tc), decît două reţele separate TGX şi TX.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 148—154

621.396.7 Staţii de radioemisie
621.3.029.6 Unde ultrascurte

Ioniţă, B. : **Staţii de radiodifuziune moderne pe unde ultrascurte**

Se prezintă în linii mari descrierea echipamentului unei staţii de radiodifuziune pe unde ultrascurte, insistîndu-se asupra particularităţilor mai interesante. Aparatajul folosit este de construcţie sovietică fiind destinat transmiterii simultane a două programe de radiodifuziune.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 154—159

621.3.029.65 Microunde

Rulea, Gh. : **Probleme ale proiectării cuplajelor direcţionale**

Se prezintă pe scurt principalele tipuri de cuplaje direcţionale utilizate în microunde.

Se scoate în evidenţă influenţa atenuării în ghidul cu pierderi şi a atenuării de trecere prin fantă asupra directivităţii şi cuplajului cuplajelor direcţionale cu mai multe fante.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 159—164

621.397.66.2 Sincronizare în televiziune

Popovici, Al. : **Studiul comparativ al sinerogeneratoarelor pentru televiziune**

Se prezintă o succintă privire retrospectivă asupra soluţiilor existente, urmată de un studiu comparativ pentru alegerea soluţiei optime.

Este prezentată soluţia cea mai nouă a unei sincrogenerator cu elemente magnetice avînd bucla de histerezis de formă dreptunghiulară.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 164—174

621.375 Amplificatoare

Costiner, Ed. : **Analiza grafică a curentului în etajele amplificatoare de putere**

Se prezintă o metodă originală de analiză grafică rapidă a curentului în etajele amplificatoare de putere.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 174—178

621.396.62 Radioreceptoare

Mihăilescu, E. : **Radioreceptorul S 605 T_2 „Turist"**

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale radioreceptorului „Turist".

Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 4, pag. 179—181

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informaţia — Bucureşti — c. 2889

СОДЕРЖАНИЕ

621.395.664.3 Ограничение амплитуды

Кондря С.: **Ограничение амплитуды телефонного сигнала**

Дано изучение характеристики телефонного сигнала с ограниченной амплитудой.

Произведен анализ преимуществ ограничения амплитуды при телефонных переговорах тональной и высокой частоты.

Опытные результаты подтвердили тот факт что этот способ ограничения амплитуды может быть с успехом применен на системах несущих частот подверженных помехам, причем получаются ясные передачи, которые без применения данного способа были бы невозможны.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 141–147

621.394.34 Телеграфные автоматические сети

Стелиан Г.: **Метод расчета размерности организации телеграфных автоматических сетей T_rX и TX**

В данной статье указан метод расчёта количества необходимых деталей для телеграфных автоматических сетей T_rX и TX. Даны таблицы и диаграммы для определения элементов прозктирования телеграфных автоматических станций. Отмечен также тот факт, что для Румынской Народной Республики является более экономичным спроектировать единую телеграфную автоматическую сеть (Св) вместо двух отдельных сетей T_rX и TX.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 148–154

621.396.7 Станции радиовещания
621.3.029.6 Ультракороткие волны

Ионица Б.: **Современные радиовещания станции на ультракоротких волнах**

Описано в общих чертах оборудование станции радиовещания на ультракоротких волнах; отмечены особенно интересные особенности. Применяемое оборудование советской конструкции и служит для одновременной передачи двух высококачественных радиопередач с частотной модуляцией.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 154–159

621.3.029.65 Микроволны

Руля Г.: **Задачи проектирования направляющих связей**

Статья дает краткое описание главных типов направляющих связей, используемых при микроволнах.

Произведен анализ бесконечной направленности при связях типа „Берт" и дан комментарий результатов.

Отмечено влияние затухания в волноводе и потерями и проходного затухания через щель на направленность и связь направляющих связей, с несколькими щелями.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 159–164

621.397.66.2 Телевидение – Синхронизация

Попович Ал.: **Сравнительный обзор синхрогенераторов для телевидения**

Дан краткий ретроспективный обзор существующих решений, за которым следует сравнительное изучение для выбора оптимального решения. Дано самое новое решение синхрогенератора с магнитными элементами, с гистерезисной петлей, прямоугольной формы.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 164–174

621.375 Усилитель

Костинер Ед.: **Графический анализ тока в каскадах усиления мощности**

Представлен оригинальный метод скоростного графического анализа тока в усилительных касакадах и вытекающие отсюда заключения по выбору режима работы этих усилителей.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 174–178

62 1.396.62 Радиоприёмники

Михайлеску Е.: **Радиоприёмник С60 5 T_2 „Турист"**

Приведена принципиальная схема и подробности функционирования радиоприемника „Турист".

Описаны конструктивные особенности и приведен список электрических материалов.

Telecomunicaţii, 7, Бухарест, № 4, 1963, стр. 179–181

INHALTSVERZEICHNIS

621.395.664.3 Amplitudebegrenzung

Condrea, S.: **Die Amplitudebegrenzung des telephonischen Signals**

Man studiert die Kennzeichen des im Amplitudebegrenzten telephonischen Signals. Man analysiert die Vorteile der Begrenzung bei den telephonischen Gesprächen der Vokal – und Hochfrequenz. Die Versuchsergebnisse heben die Tatsache hervor, dass dieser Vorgang der Amplitudebegrenzung mit Erfolg bei den Trägerstromwegen, die Störungen Ausgesetzt sind, angewendet werden kann, in dem man dort, wo ohne Anwendung dieses Vorganges, die Verbindung unmöglich wäre, verständliche Ubertragungen erzielt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7 nr. 4, 1963, S. 141–147

621.394.34 Automatische Telegraphennetze

Stelian, G.: **Die Berechnungsmethode für die Dimensionierungs und Organisierung der automatischen Telegraphennetze TGX und TX**

In diesem Artikel wird die Berechnungsmethode der Zahl der Organe gezeigt, die für die automatischen Telegraphennetze TGX und TX notwendig sind. Es werden Tabellen und Diagramme für die Bestimmung der Elemente bei dem Entwurf der automatischen Telegraphenzentralen Vorgebracht.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7 , nr. 4, 1963, S. 148–154

621.396.7 Rundfunksendestationen
621.3.029.6 U.K.W.

Ioniţă, B.: **Moderne Rundfunksender auf Ultrakurzwellen**

Man bringt, in grossen Zugen, die Beschreibung der Ausstattung eines Rundfunksender und hebt die besonders interessanten Eigentumlichkeiten der selben hervor. Die verwendete Apparatur ist von sowjetischer Bauart die für die gleichzeitige Übertragung zweier Rundfunkprogramme höherer Qualität mit Frequenzmodulation im Bande 67-73 MHz, bestimmt ist.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7, nr. 4, 1963, S. 154–159

621.3.029.65 Millimeterwellen

Rulea, Gh.: **Fragen über den Entwurf von Richtkopplungen,**

Man zeigt in Kürze die hauptsächlichen Typen der bei den Millimeterwellen verwendeten Richtkopplungen. Man analysiert das Gebiet der unbegrenzten Richtungsfähigkeit der Kopplungen Bauart Berthe und erläutert die Ergebnisse. Es wird der Einfluss hervorgehoben, den die Dämpfung im Hohlleiter mit Verlust und die Dämpfung beim Durchgang des Schlitzes auf die Richtungsfächigkeit und auf die Verbindung von Richtkopplungen mit mehreren Schlitzen, hat.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7, nr. 4, 1963, S. 159–164

621.397.66.2 Synchronisierung in Fernsehen

Popovici, Al.: **Das Vergleichsstudium der Synchrongeneratoren für Fernsehen**

Man bringt als erstes einen kurzgefassten Rückblick über die bestehenden Lösungen, worauf ein Vergleichsstudium für die Wahl der allerbesten Lösung folgt.

Die Vielseitigkeit der Einrichtung beseitigt die Möglichkeit einer entgültigen Abssachätzung und deshalb werden mehrere Lösungen analysiert.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7, nr. 4, 1963, S. 164–174

621.375 Verstärker

Costiner, Ed.: **Die graphische Analyse des Stromes in den leistungsverstärkenden Stufen**

Man zeigt eine originelle Methode der Schnellen grafischen Analyse des Stromes in den leistungsverstärkenden Stufen und die Schlussfolgerungen, die sich bei der Wahl der Betriebsart dieser Verstärker, ergeben.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7 , nr. 4, 1963, S. 174–178

621.396.62 Rundfunkempfänger

Mihăilescu, E.: **Rundfunkempfänger S 605 T_2 „Tourist'**

Man zeigt das grundsätzliche Schema und die Funktionseinzelheiten des Rundfunkempfängers „Tourist".

Man gibt die baulichen Einselheiten, eine Liste der elektrischen Zubehöre und der hauptsächlichen Teile.

Telecomunicaţii, Bukarest, 7, nr. 4, 1963, S. 179–181

telecomunicații

Anul VII * nr. 4 * iulie – august 1963

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Prof. ing. SERGIU CONDREA

Limitarea de amplitudine a semnalului telefonic

621.395.664.3 Limitarea în amplitudine

Introducere

În sistemele de comunicații telefonice pe linii, semnalul care transmite informația este obținut prin modularea unui purtător de către semnalul original al mesajului. Purtătorul este fie un curent continuu, în cazul transmisiunilor de frecvență vocală, fie un curent alternativ (sinusoidal), în cazul sistemelor cu curenți purtători. Liniile prezintă atenuări variabile în timp și zgomote, care pot perturba transmisiunea mesajelor telefonice. Pentru liniile de o calitate medie dată, perturbațiile pot fi reduse prin alegerea unui anumit tip de semnal telefonic. Acest semnal trebuie să fie insensibil la variațiile întîmplătoare ale atenuării și la perturbații.

Pentru a studia structura semnalului telefonic vom utiliza mai întîi noțiunea de semnal analitic [1]. Cu ajutorul lui se poate descompune semnalul telefonic real într-un produs de doi factori, unul de amplitudine și altul de fază. Prin această descompunere se separă nu numai doi parametri ai semnalului (amplitudinea și faza instantanee), ci și două conținuturi de informație, de importanță neegală.

Reținînd unul din factori (faza) și eliminînd pe celălalt (amplitudinea) se obține un semnal mai rezistent față de variațiile de atenuare și perturbații, cu un conținut de informație mai redus, dar cu o inteligibilitate a convorbirii aproape neschimbată.

Semnalul analitic telefonic

Semnalul analitic, în cazul telefoniei, este o funcție complexă de timp

$$x(t) = s(t) + j\sigma(t), \qquad (1)$$

avînd partea reală și partea imaginară legate prin relația de transformare Hilbert

$$\sigma(t) = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{\tau - t}\, d\tau.$$

Semnalul real este fie partea reală $s(t)$, fie partea imaginară (semnalul în cuadratură) $\sigma(t)$, întocmai cum, în cazul semnalului sinusoidal,

$$e^{j\omega t} = \cos\ \omega t + j\ \sin\ \omega t,$$

semnalul real este fie cos ωt, fie sin ωt.

Amplitudinea instantanee, definită ca modulul semnalului analitic, este:

$$a(t) = \sqrt{s^2(t) + \sigma^2(t)}, \qquad (2)$$

iar faza instantanee este dată de

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{\sigma(t)}{s(t)}. \qquad (3)$$

Derivata fazei în raport cu timpul este frecvența instantanee, deci tot o funcție de timp

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt}\varphi(t) = \frac{d}{dt}\left[\operatorname{arctg}\frac{\sigma(t)}{s(t)}\right].$$

Semnalul real se poate scrie deci sub forma unui produs de doi factori

$$s(t) = a(t)\ \cos\ \varphi(t), \qquad (4)$$

unul $a(t)$ = factorul de amplitudine și altul cos $\varphi(t)$ = factorul de fază.

Se vede din (2) că $a(t) \geqslant s(t)$, adică funcția $s(t)$ este totdeauna mai mică sau cel mult egală cu funcția $a(t)$, iar din (1), considerînd punctele de coincidență [unde $a(t) = s(t)$] avem:

$$\frac{d}{dt}s(t) = \frac{d}{dt}a(t),$$

adică tangentele la cele două curbe, $s(t)$ și $a(t)$, coincid. Rezultă că factorul de amplitudine $a(t)$ este *înfășurătoarea* formei de undă $s(t)$. De asemenea $\varphi(t)$ este *faza* aceleiași forme de undă. Atît înfășurătoarea, cît și faza sînt mărimi instantanee, care variază cu timpul, după forma variabilă a funcției $s(t)$.

Scriind semnalul analitic

$$x(t) = a(t)\, e^{j\varphi(t)} = a(t)\cos\varphi + j\, a(t)\sin\varphi, \quad (5)$$

se poate aplica o translație de frecvență, de valoare Ω, astfel:

$$x(t)|_{\Omega} = a(t)\, e^{j[\Omega t+\varphi(t)]} =$$
$$= a(t)\cos[\Omega t+\varphi(t)] + ja(t)\sin[\Omega t+\varphi(t)] \quad (6)$$

Semnalul real $a(t)\cos(\Omega t + \varphi(t))$ este translatat în sus cu frecvența Ω. În cazul cînd semnalul original $a(t)\cdot\cos\varphi(t)$ conține o bandă de frecvențe vocale, semnalul real translatat reprezintă banda laterală superioară. Aceasta este tocmai ceea ce se obține în sistemele de curenți purtători cu bandă laterală unică, prin utilizarea unui modulator echilibrat, urmat de un filtru de bandă.

Separarea factorului de fază din semnalul telefonic

Considerînd semnalul real cu frecvențele naturale, reprezentat ca în (4):

$$s(t) = a(t)\cdot\cos\varphi(t) \quad (4')$$

sau cu frecvențele translatate, reprezentat prin

$$s_p(t) = a(t)\cdot\cos[\Omega_p(t) + \varphi(t)] \quad (7)$$

se vede că informația mesajului este conținută în cei doi factori: factorul de amplitudine $a(t)$ și factorul de fază simplu $\cos\varphi(t)$ sau translatat $\cos[\Omega_p t + \varphi(t)]$. Mesajul fiind același în cele două cazuri, aceste două forme ale factorului de fază conțin aceeași informație, cu singura diferență că în varianta a doua frecvențele sînt translatate cu o valoare constantă Ω_p.

Pentru analiza conținutului de informație din cei doi factori vom considera mai întîi un semnal vocal simplu, format din două componente de frecvență diferite Ω_1 și Ω_2, cu amplitudinile respective $a_1/2$ și $a_2/2$. Amplitudinile și frecvențele se pot considera constante pe un interval de ordinul 100 ms, cît durează vocalele în convorbirea telefonică. Acest semnal vocal se poate scrie;

$$s(t) = \frac{a_1}{2}\cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + \frac{a_2}{2}\cos(\Omega_2 t + \varphi_2) =$$
$$= \frac{a_1}{2}\cos[\Omega t - (\omega t + \varphi)] + \frac{a_2}{2}\cos[\Omega t + (\omega t + \varphi)], \quad (8)$$

unde:

$$\Omega = \frac{\Omega_2 + \Omega_1}{2}, \quad \omega = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2} \text{ și } \varphi = (\varphi_2 - \varphi_1)/2.$$

Combinînd trigonometric cele două componente din (8) obținem:

$$s(t) = \frac{a_1 + a_2}{2}\cos(\omega t + \varphi)\cdot\cos\Omega t +$$
$$+ \frac{a_1 - a_2}{2}\sin(\omega t + \varphi)\sin\Omega t = A\cos(\Omega t + \Phi), \quad (9)$$

unde:

$$A = \frac{1}{2}\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2\cos 2(\omega t + \varphi)} \quad (10)$$

și

$$\operatorname{tg}\Phi = \frac{a_2 - a_1}{a_2 + a_1}\cdot\operatorname{tg}(\omega t + \varphi).$$

Avem aici un caz simplu de descompunere a unui semnal în factor de amplitudine $A(t)$ și factor de fază $\cos[\Omega t + \Phi(t)]$. Informația vocală conținută în (8), adică frecvențele Ω_1 și Ω_2 și amplitudinile a_1, a_2, se regăsește în (9), în cei doi factori. Din factorul de amplitudine se pot extrage, prin ridicare la pătrat și detecție, termenul constant (valoarea medie) $\frac{1}{4}(a_1^2 + a_2^2)$, amplitudinea $a_1 a_2/2$ și frecvența 2ω a oscilației de putere. Din $(a_1^2 + a_2^2)$ și $a_1 - a_2$ se pot obține cele două amplitudini, iar 2ω ne dă diferența $(\Omega_2 - \Omega_1)$ dintre frecvențe.

Lipsește informația despre valoarea Ω_1 sau Ω_2.

Din factorul de fază se pot extrage, prin demodulație de fază și alte operații, defazarea variabilă $\Phi(t)$ și frecvența medie $\Omega = (\Omega_1 + \Omega_2)/2$.

Defazarea $\Phi(t)$ ne dă prin (10) coeficientul de neadaptare a amplitudinilor $h = (a_2 - a_1)/(a_2 + a_1)$ și frecvența de diferență ω.

Cunoscînd pe Ω și ω, se obțin frecvențele componente Ω_1, Ω_2, iar din h se obține ușor raportul $k = a_1/a_2$ al celor două amplitudini, ceea ce este suficient pentru informația semantică a semnalului vocal.

Se vede că aproape toată informația semnalului original (8) se regăsește în fiecare din cei doi factori, în primul cu o nedeterminare a nivelului de frecvență, în al doilea cu nedeterminarea nivelului de amplitudine.

Factorul de fază se poate separa făcînd constant factorul de amplitudine, de exemplu egalîndu-l cu unitatea

$$A(t) = \text{const} = 1.$$

În figura 1 sînt arătate două cazuri ale semnalului $s(t)$, în a) cu amplitudinile egale, $Oa = Oa' = a/2$, iar în b) cu amplitudinile neegale $Oa_1 = a_1/2$ și $Oa_2 = a_2/2$. În partea de sus a figurii sînt reprezentate diagramele cu fazori, iar în partea de jos, formele de undă.

Se vede că în a) fazorii Oa și Oa' se rotesc în sensuri opuse, cu viteza ω, conform relației (8). În același timp planul axelor de coordonate se rotește cu viteza Ω. Proiecția în fiecare moment a fazorului rezultant Ob pe orizontală este:

$$s(t) = Ob\cdot\cos\Omega t,$$

cu

$$Ob = A(t) = a\cos(\omega t + \varphi). \quad (11)$$

Făcînd factorul de amplitudine egal cu unitatea, $A\ (t) = 1$, obținem semnalul limitat în amplitudine :

$$\hat{s}\ (t) = \cos\ \Omega t.$$

Trebuie menționat că amplitudinea semnalului compus, limitată la unitate, poate fi ± 1, după cum fazorul rezultant este în semiplanul drept sau stîng. Ritmul de schimbare a semnalului ± 1 este dat de frecvența de diferență ω. Semnalul limitat se poate scrie deci :

$$\hat{s}\ (t) = (\pm 1)_{\omega}\ \cos\ \Omega t, \qquad (12)$$

cu forma de undă din figura 2, *a*. Se vede că el conține ambele informații Ω și ω, precum și raportul $a_1/a_2 = 1$ al amplitudinilor.

În figura 1, *b*, fazorii Oa_1, Oa_2 se rotesc în sensuri opuse cu aceeași viteză ω, dar neegalitatea amplitudinilor a_1, a_2 face ca fazorul rezultant *Ob* să varieze atît ca lungime (amplitudine), cît și ca poziție (fază). Viteza fazorului rezultant *Ob* față de axele fixe, ținînd seama de rotația planului de referință cu Ω, este variabilă în timp și s-a notat ca frecvență instantanee $\Psi\ (t) = \Omega + \omega\ (t)$. Avem aici o modulație de amplitudine combinată cu una de fază (frecvență), după cum se vede din figură.

Dacă limităm amplitudinea oscilației rezultante (cercul *c* din figura 1, *b*, care limitează la *1* lungimea fazorului *Ob*), obținem semnalul :

$$\hat{s}\ (t) = (\pm 1) \cos\ [\Omega\, t + \Phi\ (t)] \qquad (13)$$

cu $\Phi\ (t)$ din (10).

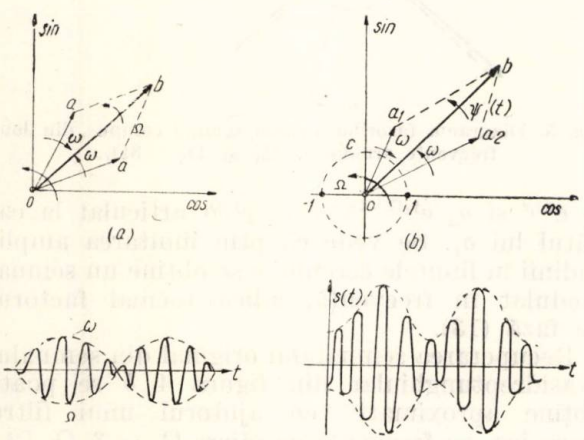


Fig. 1. Diagrama fazorilor și forma de undă pentru : a – amplitudini egale ; b – amplitudini neegale.

Frecvența instantanee, adică derivata expresiei din paranteza dreptunghiulară (13), este :

$$\Psi\ (t) = \Omega + \frac{(a_2^2 - a_1^2)\ \omega}{a_1^2 + a_2^2 + 2a_1\, a_2 \cos\ 2\ (\omega t + \varphi)}. \qquad (14)$$

Forma de undă a semnalului limitat în amplitudine este arătată în figura 2 *b*, reprezentînd o oscilație modulată în frecvență, cu o funcție de 2 ωt. Deci semnalul $\hat{s}\ (t)$ conține informația asupra frecvențelor Ω, ω (sau Ω_1, Ω_2) și asupra raportului $k = a_1/a_2$, între amplitudini [din (10)].

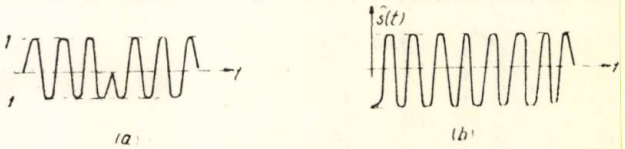


Fig. 2. Semnal compus limitat în amplitudine : a – amplitudini egale ; b – amplitudini neegale.

Formula (10) se poate scrie :

$$\operatorname{tg}\ \Phi = \frac{1 - \frac{a_1}{a_2}}{1 + \frac{a_1}{a_2}} \operatorname{tg}\ (\omega t + \varphi) = \frac{1 - k}{1 + k} \operatorname{tg}\ (\omega\, t + \varphi). \qquad (15)$$

Coeficientul raportului de amplitudini se poate varia între 0 și 1 (sau inversul lui, între 1 și ∞).

În cazurile existente avem din (15) :
pentru

$$k = 0, \quad \Phi = \omega t + \varphi,$$

deci

$$\hat{s}\ (t) = (\pm 1) \cos\ [(\Omega + \omega)\, t + \varphi] \qquad (16)$$

pentru

$$k = 1, \quad \Phi = 0$$

și

$$\hat{s}\ (t) = (\pm 1)_{\omega}\ \cos\ \Omega\ t. \qquad (12')$$

În cazurile intermediare avem formula (13), cu $\Phi\ (t)$ dat de (15). Se vede că informația esențială (Ω, ω și k) se conservă prin această limitare.

Metode practice pentru obținerea semnalului limitat în amplitudine

Pînă în prezent nu se cunoaște o metodă simplă și directă de *limitare a amplitudinii* unui semnal compus (cercul *c* din fig. 1 *b*). Procedeele uzilizate se bazează pe *limitarea elongației*, după o puternică amplificare prealabilă (infinite clipped = tuns infinit). Limitarea elongației oscilației compuse este arătată în figura 3, unde dreptele *d*, *d'* limitează la o valoare δ proiecția fazorului *Ob* pe axa *cos*. Avem deci, în afara spațiului închis dreptele *d*, *d'* ;

$$\bar{s}\ (t) = a_0\ (t) \cos\ [\Omega\, t + \Phi\ (t)] = \pm\ \delta, \qquad (17)$$

unde :

$$a_0\ (t) = \frac{\pm\ \delta}{\cos\ [\Omega t + \Phi\ (t)]}$$

este amplitudinea variabilă a semnalului compus, limitat ca elongație la valoarea $\pm\ \delta$ (de ex. Ob' sau Ob'' în fig. 3).

Semnalul limitat ca elongație, după o prealabilă amplificare puternică, nu conservă întotdeauna întreaga informație conținută în semnalul original. Aceasta se poate arăta mai simplu prin examinarea formelor de undă corespunzătoare.

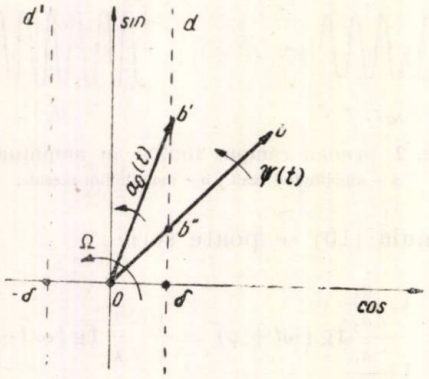


Fig. 3. Diagrama fazorilor pentru semnal compus limitat în elongație.

Astfel, în figura 4 *a* se arată un semnal compus din frecvențele Ω_1 și $\Omega_2 = 3\,\Omega_1$, cu amplitudinile $a_1 > a_2$. Forma de undă rezultantă *b* are trecerile prin zero în aceleași momente ca și unda a_1 de frecvență Ω_1. Dacă

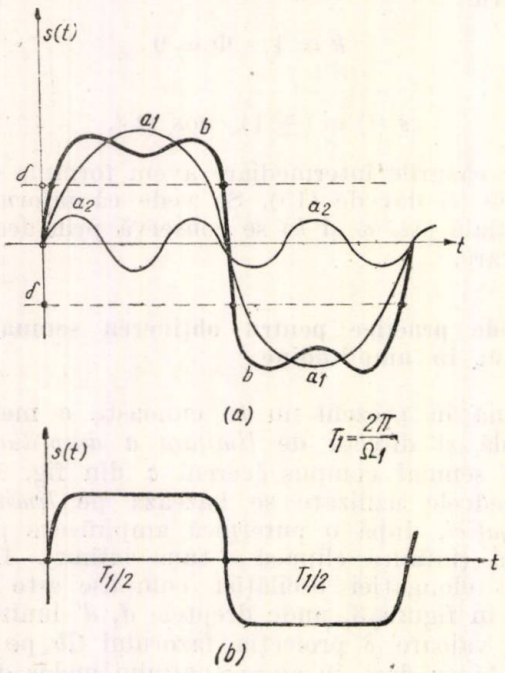


Fig. 4. Forma de undă a unui semnal compus limitat în elongație :
a – componentele semnalului, b – semnal limitat.

se limitează elongația la valoarea $\pm\ \delta$ se obține o undă cvasitrapezoidală, care nu mai conține informația asupra frecvenței Ω_2. Semnalul *infinit retezat* (*tuns*) se poate obține, fie amplificînd foarte mult semnalul compus, pînă ce fronturile de urcare și de coborîre devin verticale, după care se retează crestele la o anumită ordonată $\pm\ \delta$, fie amplificînd mai puțin semnalul și retezînd alternanțele la o valoare mică δ, astfel ca pantele trapezului obținut să fie aproximativ verticale.

Se vede din figura 4 *a* că semnalul infinit retezat, obținut dintr-un ansamblu de două frecvențe armonice ($\Omega_2 = p\ \Omega$, cu p număr întreg), în cazul cînd $a_1 > a_2$, pierde din informația semnalului original structura lui fină (încrețiturile de frecvență Ω_2). Dacă raportul amplitudinilor este invers ($a_2 > a_1$) semnalul retezat păstrează informația ambelor frecvențe în punctele de trecere prin zero, care sînt determinate atît de Ω, cît și de ω. Semnalul din figura 4, limitat ca amplitudine [$A(t) = 1$] în loc de elongație [$a_0 \cos(\Omega t + \Phi) = \pm\ \delta$], își păstrează întreaga informație esențială, după cum se poate vedea în figura 5. S-a luat $\Omega_2 = 3\,\Omega_1$ și s-au reprezentat de data aceasta fazorii

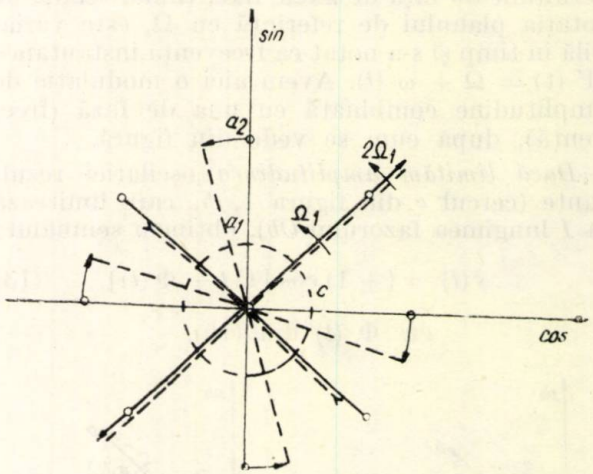


Fig. 5. Diagrama fazorilor pentru semnal compus, din două frecvențe armonice. Ω_1 și $\Omega_2 = 3\Omega_1$.

$a_1\ e^{j\Omega_1 t}$ și $a_2\ e^{j(\Omega_2 - \Omega_1)t} = a_2\ e^{j2\Omega_1 t}$ articulat la capătul lui a_1. Se vede că prin limitarea amplitudinii în limitele cercului *c* se obține un semnal modulat în frecvență, adică tocmai factorul de fază (13).

Recuperarea semnalului original din semnalul cvasidreptunghiular din figura 4 *b* se poate obține aproximativ cu ajutorul unui filtru trece jos, cu frecvența de tăiere $\Omega_2 = 3\ \Omega_1$ [2]. Acesta lasă să treacă numai frecvența fundamentală a semnalului dreptunghiular (Ω_1) și armonica 3-a, însă cu un raport de amplitudini determinat (1/3 în loc de a_2/a_1).

Cum însă diferite unde dreptunghiulare pot proveni din diferite combinații de frecvențe Ω_1 și $p\ \Omega_1$, cu p un număr întreg oarecare, iar frecvența de tăiere a filtrului nu poate fi decît una singură, de ex., $p_1\ \Omega_1$, rezultă că toate frecvențele cu $p > p_1$, vor fi pierdute, iar în schimb vor apare ca perturbații unele frecvențe impare, cu $p < p_1$.

Eliminarea sau reducerea masivă a acestor perturbații se poate obține prin translația prealabilă a frecvențelor semnalului, cu o frecvență $\Omega_p \gg \Omega$.

Într-adevăr, prin modulația cu bandă laterală unică, cu ajutorul unui modulator în inel urmat de un filtru trece bandă, se obține un semnal de forma,

$$s_p(t) = A(t) \cos [\Omega_p(t) + \Phi(t)] \quad (18)$$

unde $\Phi(t)$ este o funcție de ωt, faza semnalului original. Cum $\omega t \ll \Omega_p t$ (ω fiind de ordinul $2\pi \cdot 50 \ldots 2\pi \cdot 1500$ rad/s, iar Ω_p de ordinul $2\pi \cdot 100$ krad/s), variațiile de fază Φ (t) produse de semnalul original sînt mult mai lente decît variațiile produse de frecvența purtătoare, Ω_p, astfel că rezultatul va fi o modulație lentă a acestei frecvențe în ritmul semnalului.

În acest caz putem scrie semnalul (18) cu *amplitudine limitată*

$$\hat{s}_p(t) \approx \cos [\Omega t + \beta \cdot f(\omega t)], \quad (19)$$

adică un semnal modulat în frecvență, cu indicele de modulație $\beta = \Delta\Omega/\Omega_p$ foarte mic (deviația de frecvență fiind semidiferența a două frecvențe laterale $\Delta\Omega = \omega = (\Omega_2 - \Omega_1)/2$, iar frecvența semnalului fiind media acestor două frecvențe laterale, $\Omega_p = (\Omega_2 + \Omega_1)/2$ și cu funcția modulatoare $f(\omega t) = (1-k)/(1+k) \cos \omega t$.

Într-adevăr, spectrul acestui semnal (19) conține numai frecvența medie Ω_p și cele două frecvențe laterale Ω_{p1} și Ω_{p2}, precum și indicații asupra raportului de amplitudini $k = a_2/a_1$, fiind lipsit de alte frecvențe perturbatoare, din cauza indicelui β foarte mic (funcțiile Bessel $J_n(\beta)$ de indice superior lui $n = 1$ au valori neglijabile).

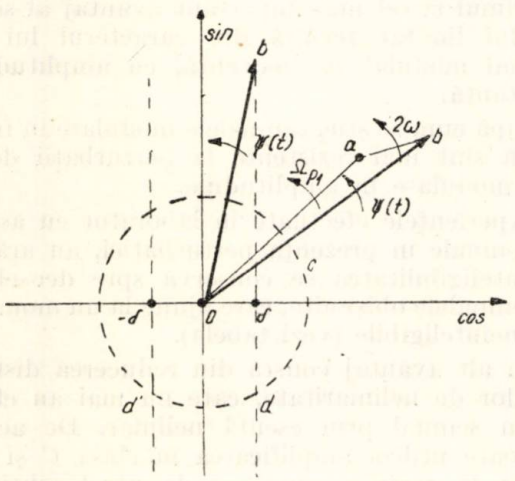


Fig. 6 Diagrama fazorilor pentru semnal compus limitat în elongație.

Acest semnal cu amplitudine limitată se poate obține dintr-un semnal (18) amplificat puternic, limitat în elongație și trecut printr-un filtru trece bandă (cu frecvențele de tăiere $\omega_{01} = \Omega_{p0} + 2\pi \cdot 300$ și $\omega_{02} = \Omega_{p0} + 2\pi \cdot 3400$).

În figura 6 este arătată diagrama fazorilor pentru semnalul limitat în elongație $\bar{s}_p(t)$. Fazorul *Oa* reprezintă o frecvență laterală Ω_{p1}, iar fazorul *ab*, frecvența diferență $2\omega = \Omega_{p2} - \Omega_{p1}$.

Rezultanta lor este fazorul *Ob*, care se rotește cu viteza variabilă $\Psi'(t)$, adică viteza de rotație Ω variază încet, după mai multe turații, în ritmul 2ω. Așa fiind, proiecția segmentului *Ob'* (limitat de dreptele *d*, *d'*) pe axa *cos* este

$$\bar{s}_p(t) = a_0(t) \cos [\Omega_p t + \Phi(\omega t)] = \pm\delta \quad (20)$$

în afara limitelor *d*, *d'* cu momentele de schimbare de semn ($\pm$) determinate de frecvența Ω_p lent variabilă.

Trecut printr-un filtru trece bandă semnalul devine cu amplitudine limitată, care conține informația esențială.

Semnalul complex, cu articulație silabică

Semnalul telefonic se poate considera ca fiind format dintr-o succesiune de semnale simple, de tipul analizat (compuse din două sau mai multe frecvențe Ω_i). Un semnal simplu, compus din mai mult de două frecvențe simultane, se poate reprezenta la fel ca mai sus, prin rezultanta mai multor fazori, de exemplu primul de viteză unghiulară Ω_1, al doilea fixat la capătul primului, cu viteza relativă $\omega_1 = \Omega_2 - \Omega_1$, al treilea fixat la capătul celui de-al doilea, cu viteza relativă față de acesta $\omega_2 = \Omega_3 - \Omega_2$ ș.a.m.d. Fazorul rezultant este modulat în amplitudine și în fază (frecvență), iar proiecția lui pe axa *cos* este semnalul real. Concluziile de mai sus privitoare la semnalul limitat în amplitudine sau în elongație, sînt valabile și aici.

În semnalul telefonic al convorbirii avem însă și o variație lentă, în ritmul silabelor, atît a frecvențelor, cît și a amplitudinilor. Se poate considera că semnalul simplu este modulat în amplitudine și în frecvență de articulație silabică [3].

Analiza matematică a semnalului complex, considerat cu modulații de amplitudine și de frecvență suprapuse, este complicată și nerevelantă. Este suficient să considerăm că în figura 6 fazorul rezultant *Ob*, modulat în frecvență și în amplitudine prin combinarea frecvențelor componente Ω_i, mai este modulat în amplitudine și frecvență, în ritmul relativ lent al articulației silabice.

Dacă limităm semnalul acesta în amplitudine, prin cercul *c*, rămîne factorul de fază de forma

$$\hat{s}(t) = \cos [\Omega t + \Phi(t) + \theta(t)] \quad (21)$$

unde $\theta_{\alpha}^{\sim}(t)$ este faza variabilă produsă de variațiile de frecvență silabice. Considerații analoge cu cele anterioare ne pot arăta că și în acest caz informația principală a articulației este cuprinsă în această modulație de frecvență. Prin trans-

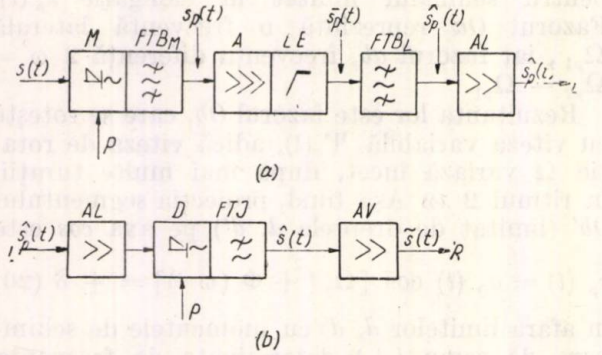


Fig. 7. Schema-bloc a transmisiunii telefonice cu amplitudine limitată:
a – transmiterea; b – recepția.

lația frecvențelor cu o purtătoare $\Omega_p \gg \Omega$, se obține și aici o îmbunătățire a calității semnalului, deoarece, ca și în cazul precedent, deviația relativă de frecvență (la modulația silabică) scade considerabil [4].

Practic, semnalul telefonic limitat în amplitudine se poate obține prin următoarele operații (fig. 7 *a*): semnalul original $s(t)$ trece prin modulatorul echilibrat M, unde sub acțiunea purtătorului P se produc cele două benzi laterale, dintre care una (de exemplu cea superioară) este extrasă de filtrul de bandă al modulatorului, FTB_M; semnalul astfel translatat $s(t)$ este amplificat cu cel puțin 5 N în A și limitat ca elongație în LE, obținîndu-se semnalul *dreptunghiularizat* $\bar{s}_p(t)$; trecînd prin filtrul de bandă al limitatorului FTB_L, alternanțele sînt *rotunjite*, obținîndu-se semnalul limitat ca amplitudine $\hat{s}_p(t)$, care se amplifică în AL și se transmite pe linia L.

La recepție (fig. 7 *b*), semnalul limitat $\hat{s}_p(t)$ este amplificat în AL, apoi demodulat în D cu ajutorul purtătorului P, trecut prin filtrul trece jos FTJ, care lasă numai banda de frecvențe vocale, deci semnalul $\hat{s}(t)$, apoi amplificat în AV, de unde iese semnalul aproximativ original $\tilde{s}(t)$, spre receptorul R.

Conținutul de informație și redundanța semnalului limitat

După cum se știe, capacitatea de informare a unui canal de comunicație, cu codare optimă, avînd lățimea benzii de frecvență B și raportul semnal/zgomot S/N, este dată de relația

$$C = B \operatorname{ld}\left(1 + \frac{S}{N}\right) \text{ bit/s} \qquad (22)$$

unde s-a notat $\operatorname{ld} = \log_2$.

În această expresie paranteza $(N + S)/N$ reprezintă numărul n de trepte de putere perceptibile în prezența unui zgomot de putere medie N. Numărul de trepte de tensiune perceptibile va fi evident $\sqrt{n}$.

Pentru o lățime de bandă $B = 2\,500$ Hz și un raport semnal/zgomot de $1/2 \ln (S/N) = 4{,}6$ N, rezultă din (22) o capacitate de 33 000 bit/s.

Deoarece capacitatea de informare a vorbirii, într-un ritm normal, este de ordinul 40 bit/s, rezultă că restul cantității de informație, pînă la 33 000 bit/s, este redundanță.

Într-o convorbire telefonică cu amplitudini limitate la o valoare unică, se poate considera, în ipoteza unui nivel de zgomot imperceptibil, că avem $\sqrt{n} = 2$ trepte de tensiune distincte $+\delta$ și $-\delta$. În acest caz debitul de informație va fi:

$$\hat{C} = B \cdot \operatorname{ld} n = 2B \operatorname{ld} \sqrt{n} = 2B \operatorname{ld} 2 = 2B \qquad (23)$$

Pentru o bandă de 2 500 Hz, capacitatea de informare va fi de 5 000 bit/s, adică de 6,6 ori mai mică decît prin canalul obișnuit.

În acesta însă, majoritatea informației este redundanță (diferența pînă la 40 bit/s).

De asemenea și în debitul de 5 000 bit/s transmis prin canalul cu limitare de amplitudine, majoritatea este tot redundanță. Esențialul este ca reducerea de la 33 000 la 5 000 bit/s să nu se facă pe seama informației strict necesare pentru inteligibilitate, ci pe seama redundanței, ceea ce se și întîmplă [5].

Avantajele semnalului limitat în amplitudine

Primul și cel mai important avantaj al semnalului limitat rezultă din caracterul lui de semnal modulat în frecvență, cu amplitudine constantă.

După cum se știe, semnalele modulate în frecvență sînt mai rezistente la perturbații decît cele modulate în amplitudine.

Experiențele efectuate în laborator cu astfel de semnale în prezența perturbației, au arătat că inteligibilitatea se conservă spre deosebire de semnalele obișnuite, care ajung la un moment dat neinteligibile (vezi tabela).

Un alt avantaj constă din reducerea distorsiunilor de neliniaritate, care nu mai au efect la un semnal prin esență neliniar. De aceea se poate utiliza amplificarea în clasa C și renunța la reglajul automat de nivel, obținut implicit prin limitare [6].

Prin reducerea unui factor (de amplitudine), semnalul nivelat se pretează mai ușor la aplicarea procedeelor de comprimare a benzii de frecvență. Aceasta se poate aplica asupra semnalului de fază, printr-o operație reversibilă la recepție.

Pentru limitarea amplitudinilor s-a studiat și încercat un limitator cu diode de germaniu, conform schemei din figura 8. Tensiunea de polarizare E a fost luată de la alimentarea anodică a sistemului cu trei căi *BSO*-3 din

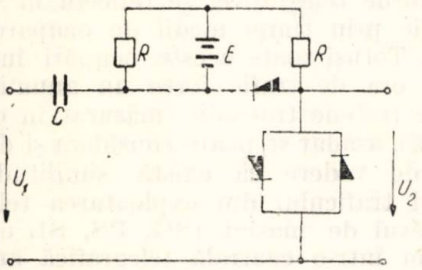


Fig. 8. Limitator cu diode de germaniu.

Laboratorul de Sisteme de transmisiuni telefonice a I.P.B. Cu această schemă s-a obținut o bună limitare a unei oscilații sinusoidale, vizualizată la oscilograf.

filtrul de bandă de la ieșirea modulatorului de cale, s-au trecut amîndouă benzile laterale prin amplificator și apoi prin limitator, iar restul căii, pînă la recepție, a rămas la fel. S-a aplicat deci limitarea simultan asupra celor două benzi laterale, după care s-a păstrat totuși pentru transmisiunea pe linie numai o singură bandă laterală. Rezultatele au fost :

— cu limitator fără zgomot articulație de 90%;

— cu limitator cu zgomot articulație de 70%.

Acest procedeu de limitare simultană a celor două benzi laterale, are avantajul că nu necesită în circuitul căii decît intercalarea unui limitator, fără filtru de bandă suplimentar (FTB_M în fig. 7-*a*).

În concluzie rezultatele experimentale, care confirmă studiul teoretic, arată că acest procedeu de limitare a amplitudinilor poate fi aplicat cu succes pe căile de curenți purtători

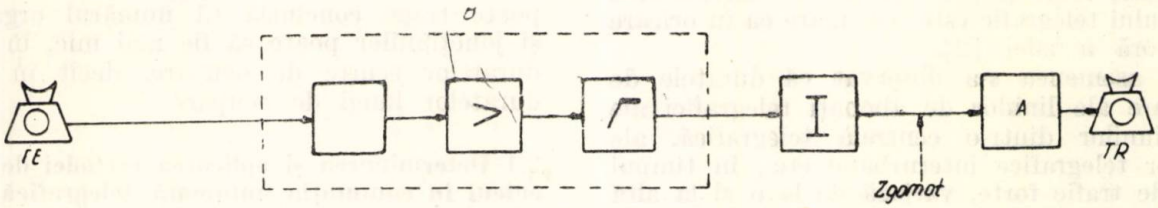


Fig. 9. Schema-bloc a limitării pe o cale de sistem telefonic.

Încercările de limitare și de inteligibilitate (articulație) s-au făcut pe o cale din sistemul *BSO*-3, conform schemei-bloc din figura 9, unde TE, TR sînt respectiv telefonul emițător și telefonul receptor iar A, B terminalul A și terminalul B al sistemului, iar limitatorul L, este conectat în terminalul B, la ieșirea amplificatorului de linie.

Rezultatele au fost următoarele :

Situația căii	Articulația obținută
Cu limitator, fără zgomot	76%
Cu limitator, cu zgomot	68%
Fără limitator, fără zgomot	90%
Fără limitator, cu zgomot	55%

Refăcîndu-se încercările în altă situație, s-au obținut rezultate asemănătoare. Astfel, s-a scos expuse la perturbații, obținîndu-se transmisiuni inteligibile acolo unde, fără aplicarea procedeului, comunicarea ar fi imposibilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Spătaru Al. *Semnal analitic, amplitudine, fază și frecvență instantanee.* In : Telecomunicații, 6, nr, 2, 1962, pag. 41—44.

[2] Ville, J. *Signaux analitiques à spectre borné.* In : Câbles et transmission, nr. 1, 1950, pag. 17.

[3] Velicikin, A. I. *Statisceskoe Isledovanie recevogo profesa.* In : Elektrosveaz', 15, nr. 8, 1962.

[4] Condrea, S. *Transmisiuni telefonice cu amplitudine constantă.* In : Telecomunicații, 1, nr. 4, iulie-august, 1957, pag. 114.

[5] Schneider, H. *Die Verständlichkeit amplitudenberenzter Sprache.* In : Frequenz, nr. 4—5, 1956.

[6] Daguet, J., Gilabert K. *La parole à niveau constant dans les emetteurs à la bande latérale unique.* In : L'Onde Electrique, 41, nr. 410, mai, 1961, pag. 498.

Ing. GRIGORE STELIAN

Metoda de calcul pentru dimensionarea și organizarea rețelelor telegrafice automate TGX și TX*

III

621.394.34 Rețele de telegrafie automată

3. Considerații generale

Din practica de pînă acum reiese că, într-o centrală telegrafică automată care deservește un număr determinat de linii, apelurile telegrafice nu sînt uniform repartizate pe toată durata unei zile (24 ore). De asemenea, se știe că există în timpul unei zile o oră de trafic telegrafic forte (H.Tg.F.), în care intensitatea traficului telegrafic este mai mare ca în oricare altă oră a zilei [2].

De asemenea s-a observat că duratele de ocupare ale liniilor de abonați telegrafici ale joncțiunilor dintr-o centrală telegrafică, ale liniilor telegrafice interurbane etc., în timpul orei de trafic forte, variază de la o zi la alta și diferă între ele chiar în aceeași zi.

Datorită faptului că apelurile telegrafice nu sosesc, în centrala telegrafică automată, în același timp și că ele nu durează fiecare în parte decît o fracțiune de timp dintr-o oră, numărul de organe de joncțiune, care deservesc apelurile telegrafice în centrala automată, poate să fie mai mic decît numărul de abonați sau liniile de intrare locale și interurbane.

De asemenea și din punct de vedere economic se pune problema ca numărul de organe și joncțiuni într-o centrală telegrafică automată să fie cît mai mic. Pentru aceasta se impune o restricție în deservirea apelurilor telegrafice, centrala deservind numai un anumit număr de apeluri telegrafice pierdute (de exemplu 1 ‰...1 %).

Bazați pe aceste observații și pe rezultatele obținute în [2], se poate trage concluzia că metodele de calcul folosite în cadrul comutației telefonice automate se pot folosi în general și în comutația telegrafică automată, cu singura deosebire că trebuie să se țină seamă de mărimile de bază ale acestui trafic și de valorile medii de ocupare.

În cadrul rețelelor telegrafice se execută două feluri de prestații și anume:

— prelucrarea telegramelor prezentate de public și întreprinderi (rețeaua telegrafică publică, *TGX*);

— deservirea automată a comenzilor pentru efectuarea de convorbiri telegrafice între abonații dotați cu teleimprimătoare (rețeaua telex, *TX*).

Ambele prestații telegrafice, telegramele și convorbirile telegrafice, se reflectă în volumul de trafic prin timpi medii de ocupare foarte diferiți. Totuși toate aceste ocupări însumate, dau în ora de trafic forte un anumit trafic total ce trebuie transmis (măsurat în ore ocupare/oră), așadar se poate considera și din acest punct de vedere că există similitudine cu aspectul traficului din exploatarea telefonică.

Numărul de mașini (SG, PS, SL etc.) sau joncțiuni într-o centrală telegrafică automată nu depinde numai de numărul abonaților telegrafici, ci și de duratele medii de ocupare în timpul orei de trafic telegrafic forte. Astfel dacă vom avea durate de ocupare scurte, organul și joncțiunea ce va deservi apelul telegrafic respectiv va deveni liber repede pentru a deservi un alt apel telegrafic. De aceea se poate trage concluzia că numărul organelor și joncțiunilor poate să fie mai mic, în cazul duratelor scurte de ocupare, decît în cazul duratelor lungi de ocupare.

3.1 Determinarea și aplicarea metodei de calcul în comutația automată telegrafică ce folosește sisteme cu pierderi

În cazul cînd într-o centrală telegrafică automată numărul de organe este limitat la x, abonații telegrafici care execută apeluri telegrafice, atunci cînd toate organele și joncțiunile din centrala telegrafică sînt ocupate, primesc semnale de ocupat. Aceste apeluri telegrafice sînt pierdute, abonații trebuind să revină în stare de repaus în vederea repetării, după un anumit timp, a apelului.

Cînd numărul de organe este limitat la x, serviciul telegrafic va fi cu atît mai satisfăcător cu cît numărul de apeluri telegrafice pierdute va fi mai mic, sau cu cît timpul de ocupare a tuturor organelor va fi de durată mai mică.

Pentru a determina traficul telegrafic ce poate fi suportat de o centrală telegrafică automată, în ora de trafic telegrafic forte, cunoscîndu-se pierderea în procente și numărul de organe, s-a folosit formula lui Erlang pentru calculul centralelor telefonice automate pas cu pas,

$$P_{1,x}(y) = \frac{\frac{y^x}{x!}}{1+y+\frac{y^2}{2!}+\frac{y^3}{3!}+\ldots\frac{y^x}{x!}},$$

în care:

y este traficul telegrafic în H.Tg.F. dat în Er sau în număr de ocupări etalon adică ore ocupare $\times \left(\frac{3\,600}{t_m}\right)$;

* Partea I a fost publicată în Revista Telecomunicații nr. 4/1960, iar partea a II-a, în Revista Telecomunicații nr. 2/1963.

CU TRAFICUL TELEGRAFIC ÎN NUMĂR DE TELEGRAME ÎN CARE $tm = 75\ s$ CUNOSCÎNDU-SE NUMĂRUL DE TRUNCHIURI SAU ORGANE DE MAȘINI ȘI PROBABILITATEA PIERDERILOR

Tabela 1

Numărul de trunchiuri sau organe de mașini	Probabilitatea pierderilor							
	$1^0/_{00}$	$2^0/_{00}$	$3^0/_{00}$	$4^0/_{00}$	$5^0/_{00}$	$1^0/_0$	$2^0/_0$	$5^0/_0$
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0,048	0,096	0,144	0,192	0,240	0,48	0,96	2,40
2	2,400	3,36	3,84	4,32	5,28	7,20	10,56	18,24
3	9,120	12,00	13,92	15,36	16,80	22,08	28,80	43,20
4	21,120	25,44	28,80	31,68	33,60	41,76	52,32	72,96
5	36,480	43,20	47,52	51,36	54,24	65,28	79,68	106,56
6	55,200	63,84	69,60	73,92	77,76	91,68	109,44	142,08
7	75,840	86,40	93,60	98,88	103,68	120,00	141,12	179,52
8	98,400	110,88	119,04	125,76	131,04	150,24	174,24	217,92
9	122,880	136,80	146,40	154,08	159,84	181,44	208,32	257,76
10	148,320	164,64	175,20	183,36	190,08	214,08	248,84	298,56
11	175,200	192,96	204,48	213,60	221,38	247,68	280,32	339,84
12	203,040	222,72	235,20	245,28	253,44	282,24	317,76	381,60
13	231,840	252,96	266,88	277,44	286,08	317,28	355,68	423,84
14	261,600	284,16	299,04	310,56	319,68	352,80	393,60	467,04
15	291,940	315,84	331,68	344,16	354,24	389,28	432,48	510,24
16	322,560	348,48	365,28	378,24	388,80	425,76	471,84	553,92
17	354,240	381,60	399,36	412,80	423,84	463,20	511,68	598,08
18	386,400	414,72	433,44	447,84	459,84	501,12	551,52	642,24
19	418,560	448,80	468,48	483,36	495,84	593,04	591,84	686,88
20	451,680	483,36	504,00	519,36	532,32	577,44	632,64	732,00
21	485,280	517,92	539,52	555,84	569,28	616,32	673,92	777,12
22	518,880	553,44	575,52	592,32	606,24	655,20	715,20	822,24
23	552,960	588,96	612,00	629,28	644,16	694,56	756,48	867,84
24	587,520	624,48	648,48	666,72	681,60	733,92	798,24	913,44
25	622,560	660,48	685,44	704,16	720,00	773,76	840,00	959,52
26	657,600	696,96	722,40	748,08	758,40	814,08	882,24	1 005,12

1	2	3	4	5	6	7	8	9
27	693,120	733,44	759,84	780,00	796,80	854,40	924,48	1 051,20
28	728,640	770,40	797,76	818,40	835,68	894,72	967,20	1 097,76
29	764,640	807,84	835,68	856,80	874,56	935,52	1 009,92	1 143,84
30	800,640	845,28	873,60	895,68	913,44	976,32	1 052,64	1 190,40
31	837,120	882,72	912,00	934,56	952,80	1 017,12	1 095,84	1 236,96
32	873,60	920,64	950,40	973,44	992,64	1 058,40	1 139,04	1 284,00
33	910,56	958,56	889,28	1 012,80	1 032,48	1 099,68	1 184,24	1 330,56
34	947,52	996,48	1 028,16	1 052,16	1 072,32	1 140,96	1 225,44	1 377,60
35	984,96	1 034,88	1 067,04	1 092,00	1 112,16	1 182,72	1 268,64	1 424,64
36	1 022,40	1 073,28	1 106,40	1 131,84	1 152,48	1 221,48	1 312,32	1 471,68
37	1 059,84	1 112,16	1 145,76	1 171,68	1 192,80	1 266,24	1 356,00	1 518,72
38	1 097,27	1 150,56	1 185,12	1 211,52	1 233,12	1 308,00	1 400,16	1 566,24
39	1 135,20	1 189,44	1 224,96	1 251,84	1 273,44	1 350,24	1 143,84	1 613,28
40	1 173,12	1 228,80	1 264,80	1 292,16	1 314,24	1 392,48	1 488,00	1 660,80
41	1 211,52	1 268,16	1 304,64	1 332,48	1 355,07	1 434,72	1 532,16	1 708,32
42	1 249,92	1 307,52	1 344,48	1 372,80	1 395,84	1 476,96	1 576,32	1 755,84
43	1 288,32	1 346,88	1 384,80	1 413,60	1 437,12	1 519,68	1 620,48	1 803,36
44	1 326,72	1 386,24	1 424,64	1 454,40	1 478,40	1 561,92	1 664,64	1 850,88
45	1 365,60	1 426,08	1 464,96	1 495,20	1 519,68	1 604,64	1 709,28	1 898,40
46	1 404,48	1 465,92	1 505,76	1 536,00	1 560,96	1 647,36	1 753,44	1 945,92
47	1 443,36	1 505,76	1 546,08	1 576,80	1 602,24	1 690,08	1 798,08	1 993,92
48	1 482,24	1 545,60	1 586,88	1 618,08	1 644,00	1 733,28	1 842,72	2 041.92
49	1 521,12	1 585,92	1 579,68	1 659,36	1 685,28	1 766,00	1 887,36	2 089,92
50	1 560,48	1 626,24	1 668,48	1 700,64	1 727,04	1 819,20	1 932,00	2 137,44
51	1 599,84	1 666,56	1 709,28	1 741,92	1 783,68	1 862,40		
52	1 639,20	1 706,88	1 750,56	1 783,68	1 810,56	1 905,60		
53	1 679,04	1 747,20	1 791,36	1 824,96	1 852,80	1 948,80		
54	1 718,40	1 788,00	1 832,64	1 866,72	1 894,56	1 992,00		
55	1 758,24	1 828,32	1 873,92	1 908,48	1 936,80	2 035,68		

1	2	3	4	5	6	7	8	9
56	1 798,08	1 869,12	1 915,20	1 950,24	1 979,04	2 078,88		
57	1 837,92	1 909,92	1 956,48	1 992,00	2 021,28	2 122,56		
58	1 877,76	1 950,72	1 998,24	2 034,24	2 063,52	2 166,24		
59	1 918,08	1 992,00	2 039,52	2 076,00	2 105,76	2 209,92		
60	1 957,92	2 032,80	2 081,28	2 118,24	2 148,48	2 253,60		
61	1 998,24	2 074,08	2 132,04	2 160,00	2 190,72	2 297,28		
62	2 038,56	2 115,36	2 164,80	2 202,24	2 233,44	2 340,96		
63	2 078,88	2 156,64	2 206,56	2 244,48	2 276,16	2 385,12		
64	2 119,68	2 197,92	2 248,32	2 286,72	2 318,88	2 428,80		
65	2 160,00	2 239,20	2 290,56	2 329,44	2 361,60	2 472,96		
66	2 200,32	2 280,48	2 332,32	2 371,68	2 404,32	2 517,12		
67	2 241,12	2 322,24	2 374,56	2 414,40	2 447,04	2 656,80		
68	2 281,92	2 363,52	2 416,32	2 456,64	2 489,76	2 604,96		
69	2 322,72	2 405,28	2 458,56	2 499,36	2 532,96	2 649,12		
70	2 363,52	2 447,04	2 500,80	2 542,08	2 575,68	2 693,28		
71	2 404,32	2 488,80	2 543,04	2 584,80	2 618,88	2 737,44		
72	2 445,12	2 530,56	2 585,76	2 627,52	2 661,60	2 782,08		
73	2 486,40	2 572,32	2 628,00	2 670,24	2 704,80	2 826,24		
74	2 527,20	2 614,08	2 670,24	2 712,96	2 748,00	2 870,40		
75	2 568,48	2 656,32	2 712,96	2 756,16	2 791,20	2 915,04		
76	2 609,76	2 698,08	2 755,20	2 798,88	2 834,40	2 959,20		
77	2 651,04	2 740,32	2 797,92	2 842,08	2 878,08	3 003,84		
78	2 692,32	2 782,08	2 840,64	2 884,80	2 921,28	3 048,48		
79	2 733,60	2 824,32	2 883,36	2 928,00	2 964,48	3 092,64		
80	2 774,88	2 866,56	2 926,08	2 971,20	3 008,16	3 137,28		
210	8 392,32	8 567,52	8 680,80	8 767,68	8 839,68	9 092,10		

t_m — timpul mediu de ocupare în secunde pentru prelucrarea unei prestații telegrafice (telegramă sau convorbire telegrafică);

x — numărul de organe, joncțiuni sau circuite de intercomunicație;

$P_{1,x}$ — probabilitatea pierderilor cînd organele sînt limitate la un număr cuprins între 1 la x.

Avînd ca bază studiile lui Erlang și valorile medii obținute în [2], s-au introdus în formula de mai sus următoarele valori:

— pentru x valorile 1,2,3... 210;

— pentru P, pierderile 1‰; 2‰; 3‰; 4‰; 5‰; 1%; 2%; 5%.

Pentru fiecare caz în parte s-a calculat traficul telegrafic cunoscînd numărul de organe și pierderea. Traficul telegrafic obținut în ore ocupare/oră s-a transformat în număr de telegrame etalon a cărui durată medie de ocupare a fost calculată în [2]: $t_m = 75$ s.

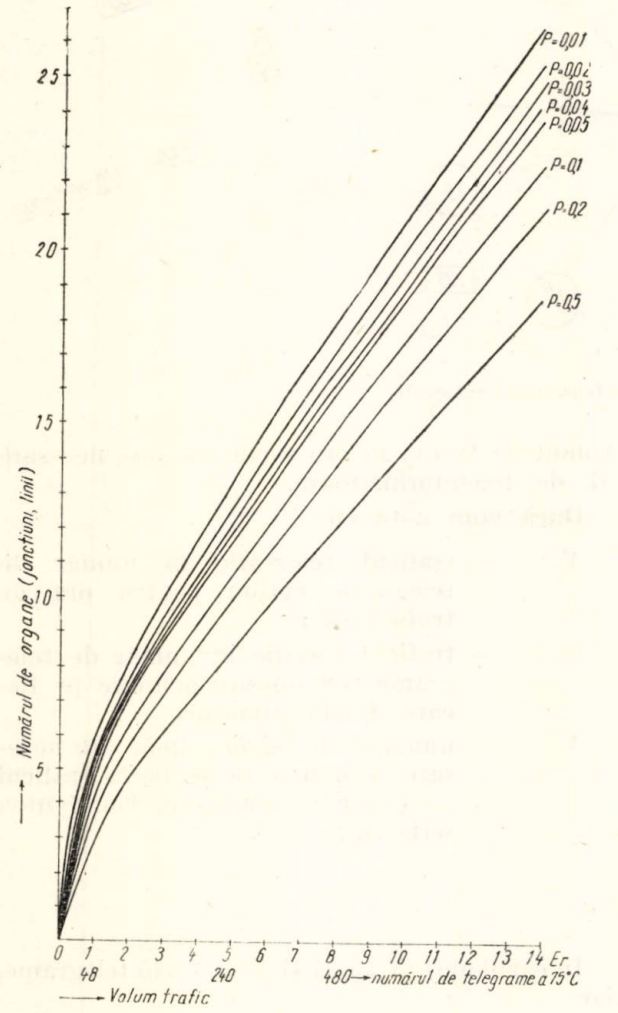


Fig. 1. Curbele de pierderi în funcție de variația traficului în ora de trafic telegrafic forte și numărul de organe.

Rezultatele calculelor s-au concentrat în tabela 1, care cuprinde traficul telegrafic în număr de telegrame, în care $t_m = 75$ s, cunoscînd numărul de organe și probabilitatea pierderilor [3]. Se pot construi de asemenea și diagrame cu ajutorul acestor tabele. În aceste diagrame pe axa absciselor s-a luat traficul telegrafic în Er și în număr de telegrame a 75 s, iar pe axa ordonatelor s-a luat numărul de organe, trasîndu-se curbe pentru diferite pierderi [3].

Cu ajutorul acestor tabele sau diagrame [3] se poate găsi numărul de organe necesare unei centrale telegrafice automate pentru o pierdere dată și un anumit trafic telegrafic.

3.2 Determinarea soluției optime pentru automatizarea rețelei telegrafice din R.P.R. și modul de folosire al diagramelor propuse

Ținîndu-se seama de cele arătate în [1] și [2], la proiectarea unei rețele telegrafice automate, vor trebui precizate următoarele:

— tipul rețelei ce se automatizează (rețea pentru prelucrarea traficului telegrafic public *TGX* sau rețeaua pentru abonații telegrafici *TX*);

— numărul de centrale zonale *CZ* și amplasarea lor în teritoriul țării în funcție de toți factorii traficului telegrafic, care să conducă la cheltuieli minime de investiții și exploatare;

— stabilirea și amplasarea centralelor telegrafice principale *CP* pe fiecare centrală zonală;

— stabilirea și amplasarea centralelor telegrafice terminale, *CT*, pe fiecare centrală principală.

Avînd stabilite aceste elemente, se poate întocmi planul general al rețelei, numerotarea centralelor și aparatelor telegrafice ce se conectează la rețeaua automată respectivă, (*TGX* sau *TX*).

În figura 2 se dă un exemplu de rețea automată telegrafică cu trei centrale de zonă. Acest tip de rețea telegrafică poate să fie folosit, fie pentru prelucrarea traficului public *TGX*, fie pentru deservirea abonaților telegrafici *TX*, care posedă teleimprimatoare.

Fracția 3/31 (fig. 2) înscrisă în centrul zonal indică:

— numărătorul, cifra de recunoaștere a centrului zonal;

— numitorul, cifrele de recunoaștere a centralei principale ce deservește orașul în care este instalată centrala zonală.

Celelalte numere înscrise în cercurile simple și dreptunghiuri, indică cifrele de recunoaștere a centralelor respective, *CP* și *CT*.

Avînd în vedere structura rețelei (fig. 2) trebuie să se studieze statistic traficul telegrafic de intrare și ieșire pe fiecare centrală zonală (1,2,3) pentru ora de trafic forte.

Pentru a se stabili traficul ce se scurge, între centralele de zonă CZ_1, CZ_2 și CZ_3, este necesar să se determine pentru ora de trafic

forte coeficienții de cointeresare între aceste centrale de zonă.

Cunoscîndu-se acești coeficienți de cointeresare și valoarea traficului în ora de trafic cuprins între orele 20—21, cînd se ajunge să se prelucreze 1 645 telegrame. În acest oficiu telegrafic asupra căruia s-a făcut studiul statistic, s-a găsit că pentru prelucrarea acestui

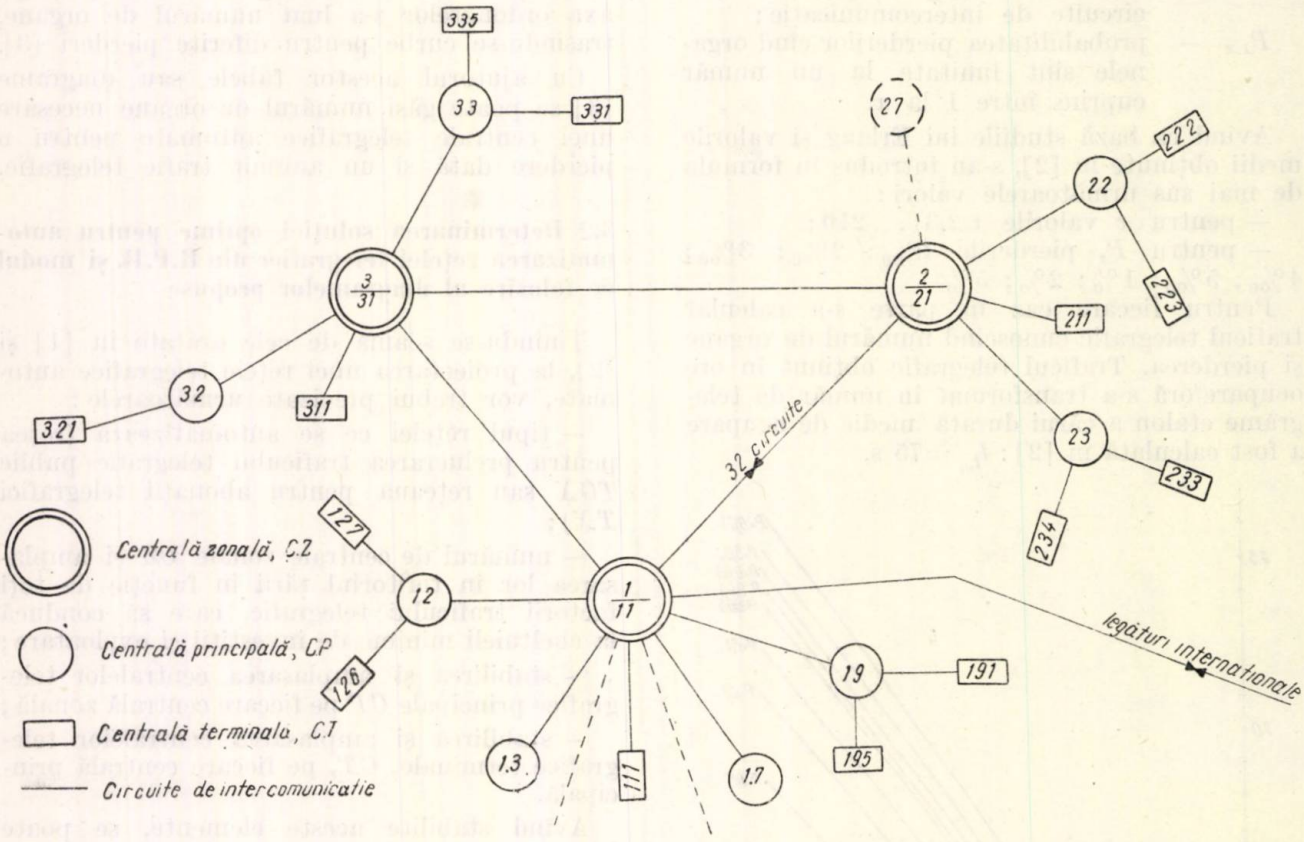


Fig. 2. Planul unei rețele telegrafice automate.

forte, se poate stabili pe fiecare direcție și sens valoarea traficului telegrafic.

Vom putea scrie expresia :

$$Y_{1-2} = KY_p,$$

în care :

Y_{1-2} este traficul telegrafic de la centrala de zonă 1 către centrala de zonă 2 ;

Y_p — traficul total de plecare din centrala de zonă 1 ;

K — coeficientul de cointeresare dintre centrala de zonă 1 și 2.

Cunoscîndu-se traficul telegrafic Y_{1-2} și Y_{2-1} se va putea determina, în funcție de procentul de pierderi impuse, cu ajutorul tabelelor și a diagramelor 3, numărul de circuite sau mașini necesare pentru scurgerea traficului.

a) *Indicații de proiectare în cazul unei rețele TGX pentru prelucrarea telegramelor ce se depun la ghișeele oficiilor telegrafice*

Ținîndu-se cont de variația numărului de telegrame ce se prelucrează într-un oficiu P.T.T.R. din țara noastră, pe timp de 24 ore [2], [3], s-a determinat că traficul forte este volum de trafic, în ora forte, au fost necesare 51 de teleimprimătoare.

Dacă vom nota cu :

Y — traficul telegrafic în număr de telegrame etalon pentru ora de trafic forte ;

$y_{s\cdot t}$ — traficul specific în număr de telegrame sau minute ocupare pe fiecare teleimprimător,

N — numărul de teleimprimătoare necesare pentru a se prelucra traficul telegrafic în ora forte, vom putea scrie că :

$$N = \frac{y}{y_{s\cdot t}}.$$

În cazul ales, $N = 51$ și $Y = 1\,645$ telegrame, iar

$$y_{s\cdot t} = \frac{Y}{N} = \frac{1\,645}{51} \cong 32 \text{ telegrame.}$$

Deoarece timpul mediu pentru prelucrarea unei telegrame este : $t_{tm} = 75$ s [2], se poate

determina traficul specific pe aparat, în minute ocupare, din ora de trafic forte,

$$y_{s\cdot t} = 32 \cdot t_{tm} = 32 \cdot 75 = 40 \text{ min.}$$

$$y_{s\cdot t} = 40 \text{ min.}$$

Dacă luăm ca exemplu rețeaua din figura 2 și presupunem că între centralele din zona 1 și 2 în ora de trafic forte se prelucrează traficul:

$Y_{1-2} = 500$ telegrame și $Y_{2-1} = 350$ telegrame, și dacă admitem o pierdere de 1 %, vom găsi în tabela 1 sau diagramele 3.4 din [3], că numărul de circuite necesare acestui trafic este:

$Y_{1-2} = 500$ telegrame $\quad x_{1-2} = 18$ circuite

$Y_{2-1} = 350$ telegrame $\quad x_{2-1} = 14$ circuite

Numărul de teleimprimătoare necesare pentru prelucrarea acestui trafic telegrafic va fi:

— pentru sensul $1-2$, $N = \frac{Y_{1-2}}{y_{s\cdot t}} = \frac{500}{32} \cong 16$ aparate;

— pentru sensul $2-1$, $N = \frac{y_{2-1}}{y_{s\cdot t}} = \frac{350}{32} \cong 11$ aparate.

Tot cu ajutorul acestor tabele și diagrame, cunoscînd traficul telegrafic ce trebuie să fie deservit de fiecare etaj de selecție, se va putea determina numărul de mașini necesare treptei de selecție respective (SG I, SG II, SF etc).

b) *Indicații de proiectare în cazul rețelei* TX (*telex*), *pentru deservirea convorbirilor telegrafice dintre abonații care dispun de teleimprimătoare.*

În [2] s-a determinat durata medie de ocupare pentru o convorbire telegrafică $t_{mc} = 9'40'' \cong 10$ min.

Din studiile statistice efectuate s-a găsit că traficul forte pentru rețeaua telex este între orele 9 și 10.
Notînd cu:

Y — traficul, în ora de trafic forte, provocat de abonații telegrafici;

N_a — numărul de abonați din rețeaua locală asupra careia s-a efectuat studiul;

$y_{s\cdot a}$ — traficul specific pe abonat;

n_c — numărul de convorbiri telegrafice în ora forte;

t_{mc} — durata medie de ocupare a unei convorbiri telegrafice,

vom putea scrie:

$$y_{s\cdot t} = \frac{Y}{N_a} = \frac{n_c \cdot t_{mc}}{N_a}.$$

În cazul studiat, $n_c = 156$, $t_{mc} = 10$ min și $N_a = 120$, și deci:

$$y_{s\cdot a} = \frac{156 \cdot 10}{120} = 13 \text{ min.}$$

Se poate spune în acest caz, că traficul specific pe abonat este de 13 min ocupare în ora de trafic forte ($y_{s\cdot a} = 13$ min).

Acest trafic specific pe abonat este necesar, deoarece, cunoscînd numărul de abonați pentru care se proiectează o centrală telegrafică automată, se poate determina traficul pentru care trebuie să se calculeze organele componente ale centralei.

Exemplu: $N_a = 100$ abonați

$y_{s\cdot a} = 13$ min.

În acest caz traficul total ce trebuie să fie suportat de SG I, va fi:

$$Y = N_a \cdot y_{s\cdot a} = 100 \cdot 13 = 1\,300 \cong 21{,}7 \text{ Er.}$$

Folosind aceleași diagrame din [3], se va găsi că la un trafic de 21,7 Er pentru o pierdere de 1%, sînt necesare aproximativ 32 mașini pentru SG I. Deci și în cazul rețelei *TX*, cunoscînd traficul telegrafic ce trebuie să fie suportat de treptele de selecție, prin folosirea acelorași diagrame, se va putea determina numărul necesar de organe.

c) *Determinarea soluției optime de proiectare pentru rețeaua telegrafică din R.P.R.*

Pînă în momentul de față, în majoritatea țărilor, care au trecut la automatizarea exploatării telegrafice, prin folosirea comutației automate, s-au dezvoltat și se dezvoltă în continuare cîte două rețele separate și anume:

— o rețea automată internă pentru traficul public, în care se prelucrează telegramele depuse spre transmitere la oficiile telegrafice (rețea *TGX*),

— o rețea automată pentru abonații telegrafici rețea telex-*TX*).

În afară de aceste rețele se mai dezvoltă în momentul de față, o rețea automată internațională pentru prelucrarea telegramelor externe (Gentex)

În cadrul C.C.I.T.T., se studiază normele tehnice și regulamentele de exploatare pentru aceste rețele separat, iar unele țări studiază problema unificării acestor două rețele, fără să se fi găsit soluții definitive de aplicare pînă în momentul de față.

Studiile și metodele indicate în [1], [2], [3] au determinat valorile de bază ale traficului telegrafic din R.P.R., cu ajutorul cărora se poate trece cu ușurință la proiectarea oricărui tip de rețea separată.

Deoarece, de-abia în anii care urmează se va introduce din ce în ce mai mult, la noi, automatizarea rețelei telex, este necesar să se

determine încă de pe acum, dacă este mai economic de a se dezvolta în R.P.R. două rețele automate separate sau o singură rețea mixtă.

Tabela 2

Variația traficului telegrafic în Er, pe timp de 24 ore într-un oficiu telegrafic din R.P.R.

Ora	Trafic telegrafic în rețeaua *TGX* (Er)	Trafic telegrafic în rețeaua *TX* (Er)	Trafic telegrafic în rețeaua comună *Tc* (Er)
0— 1	1	2	2
1— 2	1	1	2
2— 3	1	1	2
3— 4	1	0	1
4— 5	1	1	2
5— 6	1	1	2
6— 7	1	1	2
7— 8	8	5	13
8— 9	9	17	26
9—10	18	26	44
10—11	25	20	45
11—12	27	20	47
12—13	30	18	48
13—14	28	18	46
14—15	18	23	41
15—16	17	23	40
16—17	23	18	41
17—18	29	22	51
18—19	31	18	49
19—20	34	18	52
20—21	30	6	36
21—22	15	4	19
22—23	8	3	11
23—24	3	2	5

Dacă folosim studiile statistice din [2], [3] se pot transforma în Er tabelele și diagramele de variație ale traficului telegrafic pe 24 ore. În [2] aceste variații sînt date în număr de telegrame sau convorbiri telegrafice.

Rezultatele acestor transformări au fost concentrate în tabela 2.

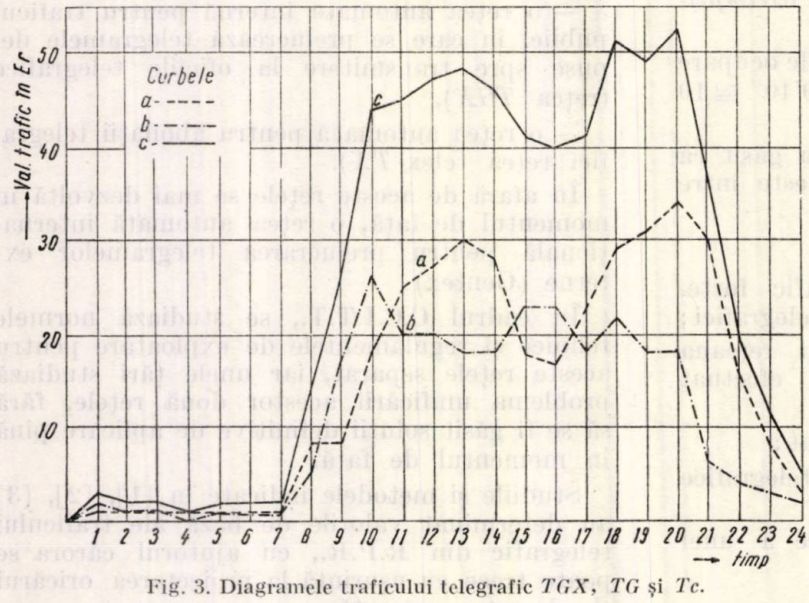


Fig. 3. Diagramele traficului telegrafic *TGX*, *TG* și *Tc*.

Din această tabelă se poate observa că în cazul rețelei *TGX*, ora de trafic forte este de la orele 19 la 20, cînd $Y_{TGX} = 34$ Er. Aceasta corespunde la un trafic de 1 646 telegrame, pentru care sînt necesare, dacă se admite o pierdere de 1 ‰, 51 teleimprimătoare (vezi diagramele 3.4 din [3]).

De asemenea se observă că ora de trafic forte pentru rețeaua *TX* este diferită de cea *TGX*. Pentru *TX*, ora de trafic forte este între orele 9 la 10, cînd $Y_{TX} = 26$ Er.

La acest trafic de 26 Er corespunde efectuarea a 1 560 convorbiri telegrafice. Acest trafic a fost provocat de cei 120 abonați care au un trafic specific de $y_{s\cdot a} = 13$ min.

Cunoscîndu-se valorile Y_{TGX} și Y_{TX} se poate trece cu ușurință la proiectarea rețelelor automate respective, folosind metodele indicate în [2] și [3].

Pentru a se putea vedea dacă este mai avantajos din punct de vedere economic să se unifice cele două rețele o dată cu automatizarea rețelei telegrafice, în tabela 1 s-a însumat orar traficul celor două rețele, obținîndu-se un trafic total orar pentru o rețea comună *Tc*. Acest trafic s-a notat cu Y_{Tc}.

Se observă din această tabelă că ora de trafic forte este între orele 19 la 20, cînd se obține un trafic comun $Y_{Tc} = 52$ Er.

În scopul de a se pune în evidență, cît mai clar, felul cum se suprapun pe cele 24 ore traficul provocat de *TGX* și *TX*, s-au trasat curbele din figura 3. Curba *a*, reprezintă traficul *TGX*, curba *b*, traficul *TX*, iar curba *c* traficul comun *Tc*.

Se observă din aceste curbe că traficul *TGX* și *TX* este mult mai neuniform decît traficul comun *Tc*. De asemenea se poate vedea, că ora de trafic forte pentru o rețea comună este formată din însumarea traficului forte al rețelei *TGX* și traficul *TX*, corespunzător orei de trafic forte *TGX*

Dacă notăm cu:

$Y_{TGX\cdot 20}$ — traficul forte al rețelei *TGX*, corespunzător orei 20;

$Y_{TX\cdot 10}$ — traficul forte al rețelei *TX*, corespunzător orei 10;

$Y_{Tc\cdot 20}$ — traficul forte al rețelei comune *Tc*, corespunzător orei 20,

se va putea scrie conform curbelor din figura 3 că:

$$Y_{TGX\cdot 20} = 34 \text{ Er};$$

$$Y_{TX\cdot 10} = 26 \text{ Er};$$

$$Y_{Tc\cdot 20} = Y_{TGX\cdot 20} + \frac{1}{K} Y_{TX\cdot 20} = 34 + 18 = 52 \text{ Er}.$$

Tot din aceste curbe (fig. 3) se poate trage concluzia că traficul *TGX* în R.P.R. este mai mare decît traficul *TX*, și anume:

$$Y_{TGX} > Y_{TX} \text{ sau } Y_{TX} = 0{,}7\, Y_{TGX}$$

iar

$$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0{,}53\ Y_{TGX} = 52 \text{ Er}.$$

De la început se poate trage concluzia că, dacă s-ar proiecta două rețele separate (*TGX* și *TX*), numărul de circuite sau mașini necesare pentru orele de trafic forte *TGX* și *TX* ar fi mai mare decît numărul de mașini și circuite necesare pentru o rețea comună. Aceasta datorită faptului că rețeaua comună (*Tc*) are un vîrf de trafic mai mic decît suma celor două vîrfuri de trafic *TGX* și *TX*.

Deci :

$$Y_{Tc} < Y_{TGX} + Y_{TX};$$

$$52 \text{ Er} < (34 + 26) \text{ Er};$$

$$52 \text{ Er} < 60 \text{ Er}.$$

În vederea verificării rezultatelor, s-a analizat traficul *TGX* și *TX* de la încă 10 oficii P.T.T.R. și s-a constatat că în orele de trafic forte raportul dintre ele este conform cu cele stabilite prin curbele din figura 3. Ceea ce diferă de la oficiu telegrafic, la oficiu telegrafic este valoarea în Er a traficului rețelelor *TGX* și *TX*, aceste valori depinzînd de importanța oficiului telegrafic respectiv.

Pentru a se demonstra avantajele economice, în cazul cînd s-ar proiecta o rețea comună telegrafică în R.P.R., s-au studiat mai multe cazuri după următorul procedeu :

Să considerăm că dispunem de următoarele date :

$$Y_{TGX} = 15 \text{ Er};$$

$$Y_{TX} = 0{,}7\ Y_{TGX} = 10{,}5 \text{ Er};$$

$$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0{,}53\ Y_{TGX} = 15 + 7{,}95 = 22{,}95 \text{ Er}.$$

Folosind diagramele 3.4 din [3], vom găsi că numărul de organe necesare pentru a satisface intrarea acestor valori de trafic în centrala automată la o pierdere de $P = 1\%$, va fi :

— pentru $Y_{TGX} = 15$ Er corespunde $n_{TGX} = 23{,}7$ organe ;

— pentru $Y_{TX} = 10{,}5$ Er corespunde $n_{TX} = 18{,}1$ organe ;

— pentru $Y_{Tc} = 22{,}95$ Er corespunde $n_{Tc} = 33$ organe,

numărul total de organe pentru cele două rețele separate va fi :

$$n_{TGX} + n_{TX} = 23{,}7 + 18{,}1 = 41{,}8.$$

Dacă s-ar proiecta o singură rețea comună *Tc* se va obține o economie la numărul de organe de :

$$n_e = (n_{TGX} + n_{TX}) - n_{Tc} = 41{,}8 - 33 = 8{,}8.$$

Deci numai pentru această treaptă de selecție (SG I) se va obține o economie la numărul de organe de 22%, și anume :

$$\frac{(n_{TGX} + n_{TX}) - n_{Tc}}{n_{TGX} + n_{TX}} \cdot 100 = \frac{8{,}8}{41{,}8} \cdot 100 = 22.$$

Dacă pentru aceleași valori de trafic se va impune o pierdere de $P = 1\%$, vom obține următoarele rezultate :

— pentru $Y_{TGX} = 15$ Er, corespunde $n_{TGX} = 27{,}5$ organe ;

— pentru $Y_{TX} = 10{,}5$ Er, corespunde $n_{TX} = 21{,}7$ organe ;

— pentru $Y_{Tc} = 22{,}95$ Er, corespunde $n_{Tc} = 33{,}9$ organe,

numărul total de organe pentru cele două rețele separate va fi :

$$n_{TGX} + n_{TX} = 27{,}8 + 21{,}7 = 49{,}5.$$

Dacă s-ar proiecta o singură rețea comună *Tc* se va obține o economie la numărul de organe de 23,5%, și anume :

$$n_e = (n_{TGX} + n_{TX}) - n_{Tc} = 49{,}5 - 37{,}9 = 11{,}6;$$

$$\frac{(n_{TGX} + n_{TX}) - n_{Tc}}{n_{TGX} + n_{TX}} \cdot 100 = \frac{11{,}6}{49{,}5} \cdot 100 = 23{,}5.$$

Se poate observa din aceste două calcule că pentru aceleași valori de trafic, în cazul unei rețele comune *Tc*, se obține o economie, în procente la numărul de organe mai mare, dacă pierderile impuse sînt mai mici. Astfel, pentru exemplele luate, la o pierdere de :

— $P = 1\%$, se obține o economie de 22%

iar pentru,

— $P = 1‰$ se obține o economie de 23,5%.

Folosindu-se același procedeu de calcul, s-au luat diferite cazuri particulare de rețele *TGX* și *TX*, pentru a se demonstra economicitatea unei rețele comune *Tc*.

Rezultatele calculelor au fost concentrate în tabela 3.

Din această tabelă se poate trage concluzia că unificarea celor două rețele *TGX* și *TX* în R.P.R. este rentabilă. De asemenea se desprinde, că cea mai mare economie se aduce dacă se organizează traficul telegrafic de așa manieră, încît să se cadă peste variantele cazului IV în care :

$$Y_{TGX} = Y_{TX} \text{ și}$$

$$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0{,}1\ Y_{TGX}.$$

Aceasta înseamnă că ora de trafic forte pentru rețeaua comună trebuie să fie formată din suprapunerea traficului forte al rețelei *TGX* și o parte foarte mică din traficul forte al

Tabela 3

Centralizarea cazurilor la care s-au calculat economiile în % la numărul de organe pentru o rețea comună, Tc, pentru $P = 1\%$ și $P = 1‰$

Cazurile cu variantele TGX, TX și Tc	Y_{TGX} (Er)	Y_{TX} (Er)	Y_{Tc} (Er)	Economia în procente pentru o rețea comună, Tc	
				$P=1\%$	$P=1‰$
Cazul I	5	3,5	5,5	41%	42%
	15	10,5	16,5	39%	40%
$Y_{TX} = 0,7\ Y_{TGX}$	55	38,5	60,5	37%	38%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0,1\ Y_{TGX}$	75	52,5	82,5	36,8%	37,5%
Cazul II	5	3,5	7,6	26%	28%
	15	10,5	22,95	22%	23%
$Y_{TX} = 0,7\ Y_{TGX}$	55	38,5	84,1	15%	17%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0,53\ Y_{TGX}$	75	52,5	114,7	14%	16%
Cazul III	5	3,5	8,5	21%	26%
	15	10,5	25,5	14%	17%
$Y_{TX} = 0,7\ Y_{TGX}$	55	38,5	93,5	7%	9%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + Y_{TX}$	75	52,5	127,5	6%	8,5%
Cazul IV	5	5	5,5	46,2%	47,5%
	15	15	16,5	46%	47%
$Y_{TGX} = Y_{TX}$	55	55	60,5	45,5%	46,5%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0,1\ Y_{TGX}$	75	75	82,5	45%	46%
Cazul V	5	5	7,6	33%	35%
	15	15	22,95	30%	32%
$Y_{TGX} = Y_{TX}$	55	55	84,1	27%	28%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + 0,53\ Y_{TGX}$	75	75	133,1	26%	23%
Cazul VI	5	5	10	18%	22%
	15	15	30	15%	16%
$Y_{TGX} = Y_{TX}$	55	55	110	7%	9%
$Y_{Tc} = Y_{TGX} + Y_{TX}$	75	75	150	6%	8%

rețelei TX. De asemenea se cere în acest caz ca vîrfurile de trafic ale celor două rețele care se suprapun să nu corespundă în timp.

În prezenta lucrare s-au arătat numai avantajele economice ce rezultă dintr-o rețea comună Tc pentru R.P.R., ținîndu-se cont numai de organe și circuite. Considerăm că unificarea trebuie să fie făcută pe toate nivelurile și treptele de selecție, deoarece la noi s-a adoptat centrale telefonice automate pas cu pas.

În afară de această economie care a fost arătată mai sus, se mai face economie în cazul unei rețele comune la:

— instalațiile de electroalimentare;

— suprafața clădită pentru instalarea echipamentului;

— forța de muncă și materialele necesare întreținerii și deservirii instalațiilor.

În ceea ce privește gruparea circuitelor pe fascicule perfecte sau imperfecte, precum și problema gradărilor multiple pe diferite etaje de selecție, nu s-a tratat, deoarece are aceeași rezolvare ca și în comutația telefonică automată urbană și interurbană.

BIBLIOGRAFIE

[1] Grigore D. Stelian — *Principii de oragnizare a rețelelor moderne telegrafice de abonat și de uz general.* In: Telecomunicații 4, 1960, iulie-august, pag. 171—182.

[2] Grigore D. Stelian — *Mărimile de bază ale traficului telegrafic și determinarea lor experimentală în rețeaua existentă, în vederea introducerii comutației automate telegrafice în R.P.R.* In: Telecomunicații 3, 1963, mai-iunie, pag. 111—118.

[3] Grigore D. Stelian — *Metode de calcul pentru comutația telegrafică automată și determinarea valorilor de bază pentru rețeaua telegrafică din R.P.R.* Teză pentru dizertație, Institutul Politehnic-București 1962.

Ing. BUJOR IONIȚĂ

Stații de radiodifuziune moderne pe unde ultrascurte

621.396.7 Stații de radioemisie
621.3.029.6 Unde ultrascurte

Dezvoltarea radiodifuziunii și radiocomunicațiilor a dus la o creștere rapidă a numărului stațiilor de radio, la mărirea puterii lor, deci la o aglomerare în eter și la perturbații reciproce. Constatăm în prezent că zona de bună deservire a stațiilor de radiodifuziune pe unde lungi și medii se reduce treptat datorită intrării în funcție a noi emițătoare pe canalele existente. Pe de altă parte recepția în aceste game este tot mai mult deranjată, în special în orașe, de surse de perturbații industriale și de aparatajul electrocasnic. Această situație este în discordanță cu exigențele sporite ale radioascultătorilor, care solicită o calitate înaltă a emisiunilor de radiodifuziune.

Pentru acoperirea teritoriului țării în bune condiții cu mai multe programe de radiodifuziune sonoră și pentru asigurarea unei înalte calități a emisiunilor, s-a adoptat în planul de dezvoltare al sectorului de radiodifuziune soluția construirii unei rețele de stații lucrînd în gama undelor metrice cu modulație de frecvență.

Este cunoscut faptul că principala caracteristică a undelor ultrascurte este propagarea lor în limitele vizibilității directe, fapt ce permite repetarea acelorași canale la anumite distanțe fără pericol de perturbații reciproce. În undele metrice lărgimea canalului poate fi mult mai mare existînd posibilitatea utilizării modulației de frecvență, care asigură o protecție superi-

oară față de sursele perturbătoare și a transmiterii unui spectru de frecvențe mai larg, lucru primordial în asigurarea înaltei calități.

În țara noastră pentru stațiile de radiodifuziune pe unde metrice cu modulație de frecvență este alocată banda 66—73 MHz (4,55—4,1 m).

Primele stații de radiodifuziune pe unde metrice cu modulație de frecvență din țara noastră au fost construite de un colectiv din cadrul Institutului politehnic-București și respectiv de un colectiv din cadrul Centrului radio-București. Prima a intrat în funcțiune în primăvara anului 1956, iar a doua în luna august a aceluiași an. Aceste stații de mică putere, cu caracter experimental, care deserveau orașul București, au permis acumularea unei experiențe, formarea de cadre și pregătirea radioascultătorilor pentru acest gen de transmisiuni, socotind în evidență avantajele sale.

În locul acestor stații a intrat în funcțiune anul trecut prima stație de radiodifuziune pe unde metrice de mare putere în orașul București, care deservește cam aceeași zonă ca și actuala stație de televiziune din Capitală, urmînd ca în cursul acestui an să mai fie date în exploatare încă două: una în regiunea Dobrogea și alta în regiunea Cluj.

În cele ce urmează se va prezenta în linii mari descrierea echipamentului unei asemenea stații insistîndu-se asupra particularităților constructive mai interesante.

Aparatajul folosit este de construcție sovietică de tipul „Dojdi-2" fiind destinat transmiterii simultane a două programe de radiodifuziune de înaltă calitate cu modulație de frecvență în banda 67—73 MHz.

Stația este de construcție modernă, concepută să lucreze fără personal permanent de deservire, putînd fi în întregime comandată și controlată de la un punct dispecer aflat la o distanță de circa 10 km. Aparatajul se remarcă printr-o construcție compactă, indici electroacustici și randament ridicat și printr-o securitate mare în funcționare.

Indicii tehnici calitativi ai stației sînt următorii:

Puterea furnizată la capătul fiderului pentru fiecare din programe este de peste patru kilowați.

Stabilitatea frecvenței mai bună de $\pm 2 \cdot 10^{-5}$

Banda de frecvențe transmisă 30—15 000 Hz cu o neuniformitate în bandă de ± 1 dB.

Coeficientul de distorsiuni neliniare sub 1,5% în banda 100—10 000 Hz și sub 2—2,5% pentru capetele spectrului.

Nivelul de zgomot produs de modulația parazită în frecvență nu depășește —60 dB față de nivelul de modulație de 100% corespunzător unei derivații de ± 50 kHz.

Nivelul modulației parazite de amplitudine nu depășește 1,5—2%.

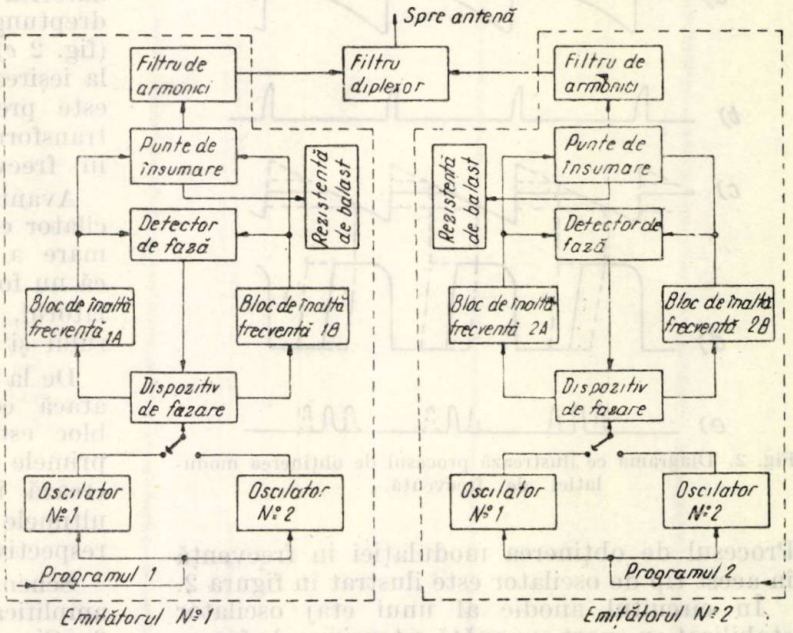


Fig. 1. Schema-bloc a stației „Dojdi-2".

Schema-bloc a stației este arătată în figura 1. Remarcăm că transmiterea simultană a două programe se realizează cu ajutorul a două emițătoare identice și complet autonome din punct de vedere constructiv, care debitează prin intermediul unui filtru diplexor pe o instalație comună de fider și antenă. Fiecare emițător, la rîndul său, este alcătuit din două blocuri identice de cîte 2,5 kW fiecare, a căror putere se însumează cu ajutorul unei punți, astfel că puterea rezultată la capătul fiderului este de peste patru kilowați pentru fiecare program. Această construcție denumită cu rezervă activă asigură un înalt grad de securitate a emisiei deoarece prin defectarea unuia din blocuri, acesta se deconectează automat, iar celelalte rămîn în funcțiune și asigură continuitatea emisiei cu scăderca corespunzătoare a puterii pe programul cu blocul defect. Deconectarea blocului permite o depanare ușoară și rămîne practic neobservată de cea mai mare parte a radioascultătorilor.

În componența unui emițător pentru un program intră doi oscilatori modulați de frecvență, unul de lucru și unul de rezervă. În caz de defectare a oscilatorului de lucru, cu ajutorul unor relee de comandă și unui dispozitiv de comutare, acesta este deconectat automat și este cuplat cel de rezervă. Pentru asigurarea stabilității frecvenței se folosesc cuarțuri în vid, care nu mai necesită termostate.

Obținerea modulației de frecvență se face indirect prin intermediul modulației de fază folosindu-se porțiunea liniară a unei tensiuni în formă de dinți de fierăstrău. Acest tip de oscilator este cunoscut sub numele de serrasoid.

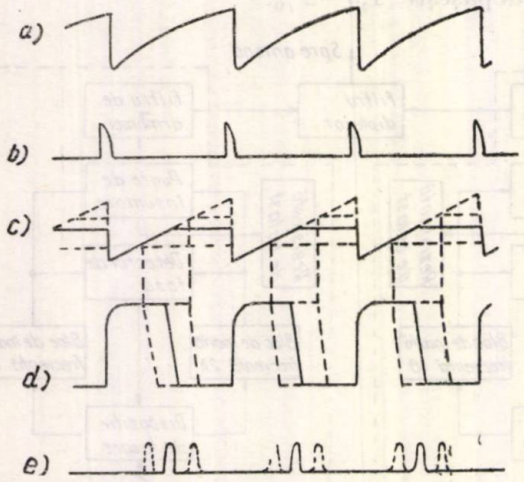


Fig. 2. Diagrama ce ilustrează procesul de obținerea modulației de frecvență.

Procesul de obținerea modulației în frecvență în acest tip de oscilator este ilustrat în figura 2.

În circuitul anodic al unui etaj oscilator stabilizat cu cuarț se capătă o tensiune de forma arătată în figura 2 a, care amintește niște dinți de fierăstrău puternic distorsionați. Această tensiune este trecută printr-un circuit R.C. de diferențiere după care se obțin impulsuri scurte repetîndu-se cu frecvența determinată de oscilatorul stabilizat cu cuarț (fig. 2 *b*). Impulsurile sînt folosite la amorsarea unui generator de tensiune în formă de dinți de fierăstrău care se aplică pe grila tubului modulator. Tensiunea de negativare a tubului modulator este astfel aleasă că apariția curentului anodic se produce numai atunci cînd tensiunea în formă de dinți de fierăstrău, aplicată pe grila tubului, atinge jumătate din valoarea sa nominală. Aceasta are loc în momentul cînd tensiunea aplicată pe grilă devine aproximativ egală cu tensiunea aplicată catodului. În acest moment creșterea tensiunii în formă de dinți de fierăstrău încetează din cauza apariției curenților de grilă și jumătatea de sus a dinților de fierăstrău este astfel tăiată, așa cum se poate vedea în figura 2 c. Ca urmare, în circuitul anodic al tubului modulator se formează impulsuri dreptunghiulare al căror front posterior corespunde momentului începerii limitării tensiunii în formă de dinți de fierăstrău (fig. 2 *d*).

Prin aplicarea tensiunii modulatoare pe catodul tubului modulator se schimbă nivelul, la care începe limitarea tensiunii în formă de dinți de fierăstrău (conform liniilor punctate din fig. 2 *d*) și ca urmare se schimbă poziția frontului posterior al impulsurilor dreptunghiulare din circuitul anodic al tubului modulator. Cu alte cuvinte poziția frontului posterior a impulsurilor dreptunghiulare depinde de amplitudinea tensiunii modulatoare, adică se obține modulație în fază. Aceste impulsuri sînt trecute printr-un circuit diferențial R.C., separîndu-se numai impulsurile, care se formează datorită frontului posterior al impulsurilor dreptunghiulare. Impulsurile scurte obținute (fig. 2 *e*) vor fi modulate în frecvență deoarece la ieșirea din amplificatorul de joasă frecvență este prevăzut un circuit de corecție pentru transformarea modulației de fază în modulație în frecvență.

Avantajul principal al acestui tip de oscilator constă în faptul că asigură o stabilitate mare a frecvenței centrale a emițătorului și că nu folosește circuite rezonante în tot modulatorul, ceea ce simplifică reglajul modulatorului și îi mărește stabilitatea în funcționare.

De la oscilator, tensiunea de înaltă frecvență atacă cele două blocuri de putere. Fiecare bloc este compus din patru etaje, din care primele două cu pentode de tipul GU 50 lucrează în regim de triplarea frecvenței, iar ultimele două cu tetode de tipul GU 35 B și respectiv GU 33 B ca amplificatorii de putere.

Schema de principiu a ultimelor două etaje amplificatoare de putere este ilustrată în figura 3. Circuitul anodic al etajului prefinal este format dintr-un segment de linie în scurt circuit L_1 și de capacitatea de ieșire a tubului. Acordul grosier al circuitului se efectuează prin deplasarea scurtcircuitorului, iar cel fin cu ajutorul unui mic condensator variabil C_1.

Sarcina etajului, adică circuitul de intrare al etajului final de putere este cuplată prin intermediul unui segment de cablu în serie cu circuitul anodic al etajului prefinal. Etajul prefinal funcționează fără neutrodinare.

Inductanța circuitului anodic al etajului final este formată din două segmente de linii în

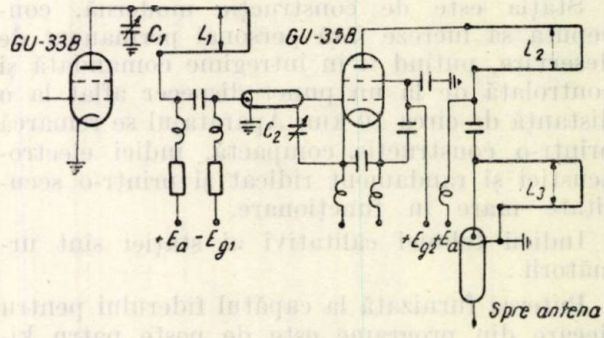


Fig. 3. Schema de principiu a etajelor de putere.

scurtcircuit cuplate în serie (L_2 și L_3). Acordul circuitului se face cu ajutorul scurtcircuitorului liniei L_2. Linia L_3 cuplată în paralel cu sarcina (fiderul de ieșire) servește pentru reglajul încărcării etajului final.

Coeficientul general de amplificare a puterii a ultimelor două etaje este de 500. Electrozii și baloanele tuburilor de putere sînt răcite cu un curent de aer de la un ventilator așezat în partea de jos a dulapului. Alimentarea anodică a etajelor de putere se efectuează de la un redresor compus din 144 diode cu siliciu de tipul D205. Redresorii de mică putere lucrează cu diode cu germaniu de tipul D7J.

Însumarea puterii celor două blocuri se face cu ajutorul unui sistem de punere în paralel care cuprinde o punte echilibrată, o rezistență de balast, un dispozitiv de fazare și un discriminator de fază.

Principiul de funcționare al punții este următorul: doi generatori cuplați în diagonalele unei punți compusă din două elemente active și două reactive (fig. 4) nu se influențează între ei dacă puntea este echilibrată, adică $\frac{X_1}{X_2} = \frac{R_s}{R_b}$. În acest caz curenții I_1 și I_2 trec prin rezistențele R_s și X_2 într-un sens, iar prin R_b și X_1 în sens contrar. Dacă lucrează un singur generator E_1, atunci puterea disipată în rezistențele R_s și R_b este:

$$P_1 = I_1{}^2 R_s + I_1{}^2 R_b = I_1{}^2 (R_s + R_b) = 2\, I_1{}^2 R,$$

unde $R_s = R_b = R$.

Analog în cazul funcționării generatorului E_2 obținem același rezultat:

$$P_2 = 2\, I_2^2\, R;$$

În cazul funcționării ambilor generatori puterea disipată în R_s și R_b va fi corespunzător:

$$P_s = (I_1 + I_2)^2 R,$$

$$P_b = (I_1 - I_2)^2 R.$$

Dacă curenții I_1 și I_2 sînt egali ca mărime și au aceiași fază obținem:

$$P_s = (I_1 + I_2) \cdot {}^2R = 4I \cdot {}^2R = P_1 + P_2,$$

$$P_b = (I_1 - I_2)^2 R = 0.$$

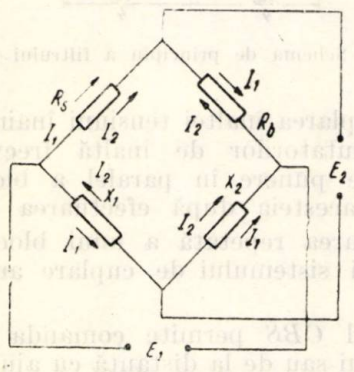


Fig. 4. Principiul de funcționare al punții de însumare.

Dacă curenții I_1 și I_2 nu au aceeași valoare sau fază, puterea furnizată de cei doi generatori se va distribui între rezistența de sarcină R_s și rezistența de balast R_b, evident suma puterilor disipate în R_s și R_b fiind egală cu suma puterilor P_1 și P_2 furnizate de cei doi generatori.

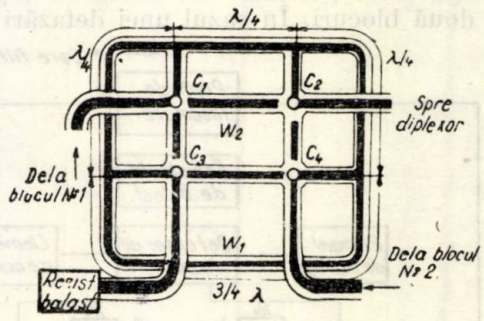


Fig. 5. Schema de principiu a punții de însumare.

Puntea de punere în paralel a blocurilor, la stația „Dojdi 2" este realizată din segmente de cablu coaxial dispuse sub forma unui dreptunghi cu perimetrul de $6/4\lambda_0$ (fig. 5). Impedanțele de intrare a punții pot fi făcute egale cu impedanța de intrare a fiderului. În poziția reprezentată în figură sînt legate la punte blocurile nr. 1 și nr. 2, fiderul și rezistența de balast. În cazul egalității amplitudinilor și fazelor oscilațiilor de înaltă frecvență de la ambele blocuri puterea totală a acestora este transmisă în fider, iar în rezistența de balast nu are loc nici o disipație. Dacă fiderul și blocurile emițătoare ar fi legate fix la punte, în cazul ieșirii din funcțiune a unuia dintre blocuri, puterea celui rămas s-ar distribui între fider și rezistența de balast. În felul acesta, în cazul defectării unuia din blocuri puterea transmisă pe programul respectiv ar scădea de patru ori. Pentru înlăturarea acestui neajuns, puntea este prevăzută cu comutatori de înaltă frecvență, din care trei sînt acționați de motoare puse în funcțiune cu ajutorul unui sistem de relee care cuplează, în caz de nevoie, blocul rămas direct la fider. În acest fel puterea emisă de programul dat scade numai de două ori.

Așa cum s-a arătat mai sus, însumarea puterilor celor două blocuri are loc numai în condiția egalității amplitudinilor și fazelor oscilatoriilor de înaltă frecvență provenite de la cele două blocuri. Această condiție este realizată în felul următor. Egalitatea amplitudinilor și sinfazarea tensiunilor la intrarea în blocurile de putere se asigură prin folosirea unui oscilator comun. Egalitatea amplitudinilor la ieșirea din blocuri se realizează relativ ușor și se păstrează în timp. Sinfazarea tensiunilor la ieșirea din blocuri nu se păstrează în timp datorită mai multor cauze ca de pildă încălzirea inegală a lămpilor și elementelor circuitului oscilant, care practic nici ele nu sînt identice. Pentru asigurarea condiției de fază, la intrările în puntea de însumare se folosește dispozitivul

automat de fazare (fig. 6). Acesta este compus din doi regulatori de fază în punte (L_1, L_2, R_1,R_2), cuplați cîte unul între oscilatorul comun și intrarea în blocul de putere, și un detector de fază legat corespunzător cu fiderii de ieșire ai celor două blocuri. În cazul unei defazări între

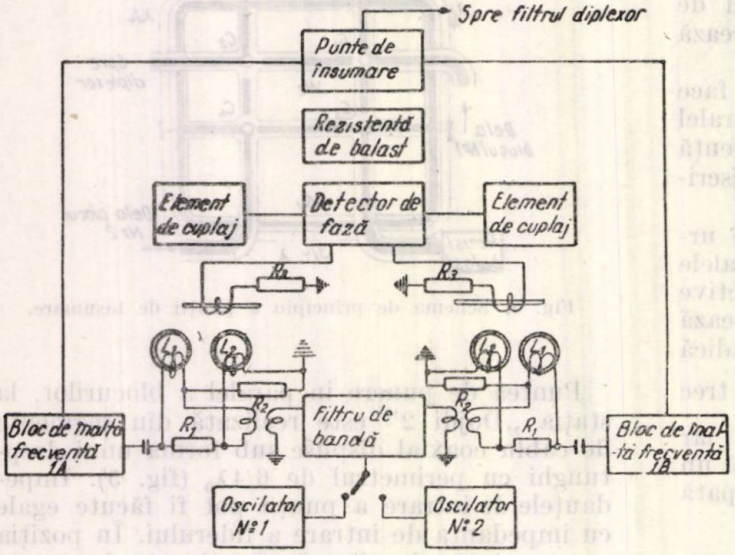


Fig. 6. Schema de principiu a fazării automate a blocurilor de înaltă frecvență.

tensiunile de intrare ale blocurilor, în detectorul de fază apar tensiuni de comandă care variază inductanța regulatorilor de fază. Aceștia din urmă rotesc fazele tensiunilor la intrarea în blocuri astfel ca să se reducă defazările tensiunilor de ieșire la minimum.

Ieșirea punții de punere în paralel este legată de diplexor printr-un filtru de armonici realizat din segmente scurte de cablu coaxial. Cu ajutorul acestui filtru de tip *trece jos* se realizează o atenuare de aproximativ 50 dB pe armonicile a doua, a treia și a patra.

Diplexorul, fiderul principal și antena sînt elementele comune pentru ambele programe și pot asigura funcționarea simultană a celor două instalații de emisie pe două frecvențe purtătoare fixe distanțate cu 1,15 MHz în bandă de lucru a stației (67—73 MHz).

Diplexorul este realizat sub forma unei punți pătratice duble și a două segmente de transformare, așa cum se arată schematic în figura 7. Atît puntea cît și segmentele de transformare sînt construite din cablu coaxial cu impedanțe caracteristice corespunzătoare. În punctele 1 și 3 ale diplexorului sînt legați fiderii de la instalațiile de emisie a celor două programe, a căror frecvențe purtătoare f_1 este mai mică decît f_2. În punctul 2 este legat fiderul principal, iar în punctul 4, rezistența de balast. Segmenții de transformare sînt acordați astfel ca pentru frecvența f_1 ei să constituie în punctele a și b o rezistență minimă, iar pentru frecvența f_2, o rezistență maximă. În acest fel energia emițătorului cu frecvența f_1 este transmisă în fiderul principal prin punctul 2 fără a se ramifica prin punctele 3 și 4, iar energia emițătorului cu frecvența f_2 ajunge în fider prin punctele a și b.

Practic randamentul diplexorului pentru frecvența f_2 atunci cînd este situată la distanța minimă față de f_1 (1,15 MHz) depășește 95%, iar pentru frecvența f_1 este aproape de 100%. Separarea instalațiilor de emisie a celor două programe pe frecvențele purtătoare este mai bună de —40 dB.

Fiderul este de construcție coaxială hermetizată, fiind prevăzut cu o instalație de deshidratare, cu ajutorul căreia se suflă în interior aer cald și uscat menținîndu-se o suprapresiune de 0,2—0,3 atmosfere. Această suprapresiune împiedică pătrunderea umezelei și a prafului în fider, asigurînd păstrarea caracteristicilor sale electrice.

Sistemul de comandă, blocare și semnalizare *CBS* asigură succesiunea obligatorie a operațiilor de pornirea și oprirea stației, protecția aparatajului de supracurenți și securitatea personalului. Sistemul *CBS* este prevăzut să efectueze automat următoarele operații:

a) Anclanșarea repetată (de trei ori) a redresorului de înaltă tensiune în cazul declanșării releelor de suprasarcină.

b) Asigurarea duratei de timp necesare între cuplarea filamentelor și cuplarea negativărilor.

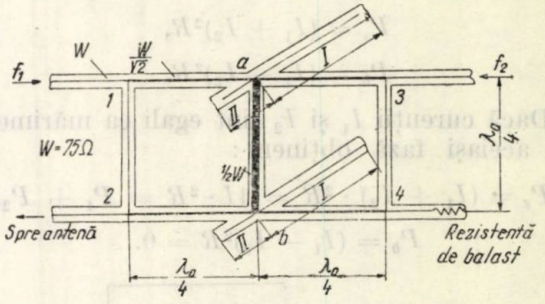


Fig. 7. Schema de principiu a filtrului diplexor.

c) Decuplarea înaltei tensiuni înaintea acționării comutatorilor de înaltă frecvență din puntea de punere în paralel a blocurilor și cuplarea acesteia după efectuarea comutării.

d) Cuplarea repetată a unui bloc în cazul declanșării sistemului de cuplare automată a rezervei.

Sistemul *CBS* permite comanda stației la fața locului sau de la distanță cu ajutorul unor dispozitive de telecomandă. Sistemul de telecomandă permite transmiterea a 21 de comenzi și a tot atîtea semnale de informare. Se folosesc 14 poziții pentru comanda stației, șase pentru telemăsuri și una de semnalizare la punctul

dispecer. Cu ajutorul acestui sistem se pot cupla și decupla blocurile de înaltă frecvență oscilatorii modulați în frecvență, receptorii de translație (în cazul folosirii acestui sistem), — programul local, balisajul pilonului etc. Se asigură măsurarea la distanță a puterii blocurilor de înaltă frecvență și a emițătoarelor fiecărui program, a coeficientului de unda progresivă în fiderul principal și a tensiunii rețelei de alimentare.

Pentru funcționarea sistemului de telecomandă este necesar un circuit pe care se transmit pentru fiecare operație semnale codificate, formate din combinații de două frecvențe în banda 1 500—2 550 Hz. Pentru sistemul de telemăsură este necesar un al doilea circuit, întrucît pe acesta circulă curent continuu.

Din punct de vedere constructiv, fiecare bloc de înaltă frecvență este amplasat într-un dulap cu dimensiunile 600 mm × 800 mm × 2 000 mm. Oscilatorul de lucru și de rezervă și sistemul de telecomandă sînt așezate într-un dulap cu dimensiunile de 500 mm × 800 mm × 2 000 mm amplasat între cele două dulapuri de înaltă frecvență ale unui emițător pe un șasiu comun cu acestea. Puntea de punere în paralel a blocurilor și sistemul de fazare sînt așezate deasupra fiecăruia dintre cele două emițătoare, iar diplexorul, care este de construcție plană se fixează pe perete în spatele stației.

BIBLIOGRAFIE

[1] Besidskii G. Z., Golombek I. I., *Sovremennie UKV CoM radioveșciatelnie stanții*, Sviazizdat, 1962.

[2] Besidskii G. Z., *Novaia teleupravliaemaia dvuhprogrammnaia UKV CM radioveșciatelnaia stanția*, Vestnik sveazi nr. 3, martie, 1959.

[3] Cartianu Gh., *Modulația de frecvență*. Editura Academiei R.P.R., 1958.

Ing. GHEORGHE RULEA

Probleme ale proiectării cuplajelor direcționale

621.3.029.65 Microunde

1. Principalele tipuri de cuplaje direcționale utilizate în microunde

Instalațiile sau aparatele de măsurare utilizate în radiotehnica microundelor cuprind cuplaje direcționale folosite ca atenuatori fiși sau ca elemente de circuit în dispozitive de măsurare a puterii în sarcină, sau a sarcinii însăși prin determinarea undei directe și indirecte.

Cuplajele direcționale permit să se stabilească legătura între ghidul principal, pe care se află și generatorul, și ghidul secundar unde se obține unda dorită, în sensul dorit.

Legătura între ghidul principal și ghidul secundar se realizează prin :

a) fante
b) joncțiuni

de unde și cele două principale tipuri de cuplaje direcționale. Această clasificare nu epuizează marea varietate de tipuri de cuplaje direcționale (de exemplu cu fante alimentate în antifază, sau cu ferite etc.) dar cuprinde majoritatea.

Caracteristicile fundamentale ale cuplajului direcțional sînt :

Cuplajul exprimat prin raportul între unda din ghidul principal și unda dorită din ghidul secundar, adică :

$$C_{db} = 20 \log_{10} \frac{U_p}{U_s} = 10 \log_{10} \frac{P_p}{P_s}. \quad (1)$$

Directivitatea reprezintă raportul între unda în sensul dorit și unda în sensul interzis. Ambele unde se propagă, evident, în ghidul secundar :

$$D_{db} = 20 \log_{10} \frac{U_{sd}}{U_{sn}} = 10 \log_{10} \frac{P_{sd}}{P_{sn}} \quad (2)$$

Atît cuplajul (unii autori numesc cuplajul atenuare de trecere, referindu-se la faptul că la trecerea cîmpului electromagnetic prin fantă sau joncțiune are loc o atenuare, vezi [4]), cît și directivitatea sînt funcții de frecvență și deci cuplajul direcțional este un sistem selectiv.

Un cuplaj direcțional de calitate superioară trebuie să aibă o bandă de lucru largă.

Problema de bază a calculului directivității și cuplajului este determinarea intensității undei în ghidul secundar.

În cazul cuplajului direcțional cu fantă prin analiza fenomenului de difracție a cîmpului electromagnetic la trecerea prin fantă au fost stabilite relațiile [1] :

$$A = \frac{j\pi}{\lambda P_\Sigma} (-M_1 H_{P_1} H_{S_1} - M_z H_{P_z} H_{S_z} + P E_P E_S) \quad (3)$$

$$B = \frac{j\pi}{\lambda P_\Sigma} (M_1 H_{P_1} H_{S_1} - M_z H_{P_z} H_{S_z} + P E_P E_S) \quad (4)$$

în care :

λ este lungimea de undă în aer ;

$P_\Sigma = \int_\Sigma E_s \cdot H^* \cdot dA$ — valoarea puterii transmise în secțiunea transversală a ghidului principal ;

M și P — polarizarea magnetică, respectiv electrică.

Indicii P și S se referă la ghidul principal și secundar, iar 1 și z se referă la planul fantei, respectiv la axul fantei perpendicular pe planul 1.

Din relațiile stabilite de Bethe (3), (4) rezultă ușor că o singură fantă nu poate fi utilizată în cuplajul direcțional, decît dacă există cel puțin doi termeni în (3) și bineînțeles în (4) (de exemplu cîmp magnetic și electric în ghidul secundar).

În cazul unei fante circulare, practicate în peretele lateral comun pentru două ghiduri dreptunghiulare în care se propagă unda H_{10}, se obține:

$$P_\Sigma = \int_0^a \int_0^b - Z_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g \lambda} \sin \frac{\pi x}{a} \, dx \, dy =$$

$$= \frac{1}{2} ab Z_0 \left(\frac{\lambda_c}{\lambda} \right)^2 \cos \theta \qquad (5)$$

deoarece funcțiile de distribuție ale cîmpului electromagnetic în secțiunea transversală [4], [1], [12] sînt:

$$E_y = Z_0 \frac{\lambda_c}{\lambda} \sin \frac{\pi}{a} x,$$

$$H_x = - \frac{\lambda_c}{\lambda} \sin \frac{\pi}{a} x,$$

unde:

λ_c este lungimea de undă critică;
λ_g — lungimea de undă în ghid;
Z_0 — impedanța de undă în aer;

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{\lambda_g} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}.$$

Analizînd cîmpul ce acționează asupra fantei se constată că pe peretele transversal nu există decît componenta H_z în planul fantei, (indicele z se referă la direcția z din ghid).

În acest caz nu există decît cîmp magnetic în ghidul secundar ($E_y = H_x = 0$ la $x = a$) și din cauza simetriei fantei rezultă $A = B$, cum se vede ușor din (3) și (4) care devin:

$$|A| = |B| = \frac{\pi}{\lambda P_E} M_1 H_{P_1} H_{S_1}. \qquad (6)$$

Polarizarea magnetică pentru fanta circulară [11] este:

$$M = \frac{d^3}{6} Z_0 \qquad (7)$$

exprimată în sistemul *MKS* rațională, unde d este diametrul fantei, iar Z_0 impedanța de undă.

Rezultă:

$$|A| = |B| = \frac{\pi d^3 \lambda}{12 a^3 b \cos \theta}. \qquad (8)$$

Directivitatea este, evident, nulă.

Pentru a calcula cuplajul se consideră unda din ghidul principal egală cu unitatea și se ține seamă că o fantă circulară se comportă ca un ghid circular ce lucrează sub frecvență critică. În cazul dat, în ghidul circular (fantă) există modul TE_{10}.

Atenuarea acestui mod este dată de:

$$\alpha h = \frac{2\pi h}{\lambda_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda} \right)^2},$$

unde h este grosimea peretelui în care s-a practicat fanta.

Cum pentru modul TE_{10}

$$\lambda_c = \frac{\pi d}{\rho'_{10}} = 1{,}7 \, d$$

unde ρ'_{10} este rădăcina funcției $J'_{10} \left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \rho \right) = 0$, cuplajul poate fi calculat cu relația:

$$C_{db} = 20 \log_{10} \frac{\pi d^3 \lambda_g}{12 a^3 b} - 32 \frac{h}{d} \sqrt{1 - \left(1{,}7 \frac{d}{\lambda} \right)^2}, \qquad (9)$$

Expresia (9) este necesară în calculul cuplajului direcțional cu mai multe fante circulare.

În cazul cuplajului direcțional cu o fantă (tip Bethe) fanta circulară este practicată în peretele superior al ghidului dreptunghiular pe axul de simetrie. Pe acest perete există (în cazul undei H_{10}) cîmpul electric E_y și cîmpul H_x, iar $H_z = 0$.

Există posibilitatea de a se obține directivitatea infinită (anularea undei nedorite) dacă efectele cîmpului electric și magnetic în ghidul secundar pot fi egale și opuse ca fază.

Or cîmpul electric E_{S_2} în ghidul secundar e constant, datorită simetriei axiale, pe cînd cîmpul magnetic H_{1s} depinde de unghiul dintre axele ghidului principal și secundar.

Aplicînd ca mai sus relațiile (3) și (4) și ținînd seama că [11] polarizarea electrică este

$$P = \frac{d^3}{12} Y_0, \qquad (10)$$

se obține directivitatea:

$$D = 20 \log_{10} \frac{1 + 2 \cos^2 \theta \cos \alpha}{1 - 2 \cos^2 \theta \cos \alpha}, \qquad (11)$$

unde α este unghiul între axele longitudinale ale celor două ghiduri.

Directivitatea infinită se obține pentru unghiul pentru care are loc egalitatea:

$$\cos \alpha = \frac{1}{2 \cos^2 \theta}. \qquad (12)$$

2. Domeniul de directivitate infinită al cuplajului direcțional cu o singură fantă

Analiza relației (12) arată că directivitatea infinită poate fi obținută pînă la $\alpha_0 = 60°$. Peste această valoare a unghiului dintre ghiduri directivitatea nu mai este infinită.

Unghiul $\alpha_0 = 60°$ corespunde unei frecvențe de lucru foarte mari ($f \to \infty$)

Cînd frecvența tinde să se apropie de frecvența critică, se constată că directivitatea

infinită nu se poate obține decît pînă la $f = 1{,}4\, f_c$, cînd $\cos\theta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ și $\alpha_0 = 0$. În figura 1 se reprezintă $\alpha_0 = \alpha_0(f)$.

Interpretarea rezultatelor este simplă.

Pentru ca directivitatea să fie infinită este necesar ca efectul cuplajului electric să fie egal cu efectul cuplajului magnetic. După cum se constată din (11), efectul cuplajului electric rămîne constant, în timp ce efectul cuplajului magnetic depinde de unghiul α dintre axele ghidurilor și de frecvență $\left(\cos\theta = \frac{\lambda}{\lambda_g} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}\right)$.

Cînd frecvența crește, crește valoarea cîmpului magnetic din ghidul secundar și pentru a-l readuce la valoarea necesară trebuie să fie mărit unghiul α.

Cînd α crește, cîmpul magnetic în ghidul secundar scade.

Cînd $f \to \infty$, H_{1S} crește la valoarea maximă în funcție de frecvență, pentru care $\alpha_0 = 60°$.

Dacă unghiul α depășește această valoare, cîmpul H_{1S} scade și nu mai poate compensa efectul cîmpului E_{1S}.

Cînd frecvența scade și tinde către f_c, cîmpul H_{1S} scade. Este necesar ca α să scadă pentru ca reducerea cîmpului H_{1S} să fie compensată.

Dar cum cîmpul H_{1S} este finit, iar $\cos\theta$ tinde către zero, cînd frecvența de lucru tinde către frecvența critică, urmează că pentru $\alpha_0 = 0$, frecvența de lucru trebnie să fie mai mare decît frecvența critică ($f = 1{,}4\, f_c$). Dacă frecvența coboară sub această limită atunci H_{1S} este prea mare și nu mai poate fi echilibrat de E_{1S} și deci directivitatea infinită nu mai poate fi obținută.

3. Influența grosimii peretelui în care este practicată fanta, asupra directivității

În calculul directivității prezentat mai sus s-a presupus că trecerea prin fantă are loc fără atenuare. În realitate fanta se comportă, așa cum s-a arătat mai sus, ca un ghid circular ce lucrează sub frecvența critică. În acest caz:

$$N_H = \frac{H_s}{H_p} = e^{-3{,}7\,\frac{h}{d}} \qquad (13)$$

considerîndu-se $\lambda_c \gg \lambda$. (Modul TE_{10}).

Analog:

$$N_E = \frac{E_s}{E_p} = e^{-4{,}8\,\frac{h}{d}} \qquad (14)$$

în aceleași condiții (Modul TM_{11}).

Dacă se ține seama de (13) și (14), directivitatea devine:

$$D = 20\log_{10}\frac{1 + 2\left(1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}\right)\cos^2\theta\cos\alpha}{1 - 2\left(1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}\right)\cos^2\theta\cos\alpha} \qquad (15)$$

în care s-a introdus

$$\frac{N_H}{N_E} = \frac{e^{-3.7\,\frac{h}{d}}}{e^{-4.8\,\frac{h}{d}}} = e^{1{,}1\,\frac{h}{d}} \cong 1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}$$

Unghiul de directivitate infinită devine:

$$\cos\alpha_0 = \frac{1}{2\left(1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}\right)\cos^2\theta} \qquad (16)$$

La frecvența de lucru mare α_0 tinde tot către $\alpha_0 = 60°$ (la valori ale frecvenței ceva mai mici decît la cazul fără pierderi). La frecvențe către frecvența critică se poate lucra pînă la:

$$f = f_c\sqrt{2}\left(1 - 0{,}55\,\frac{h}{d}\right) \qquad (17)$$

Formula (17) arată că atenuarea produsă la trecerea prin fantă permite să se lucreze la o frecvență mai apropiată de frecvența critică.

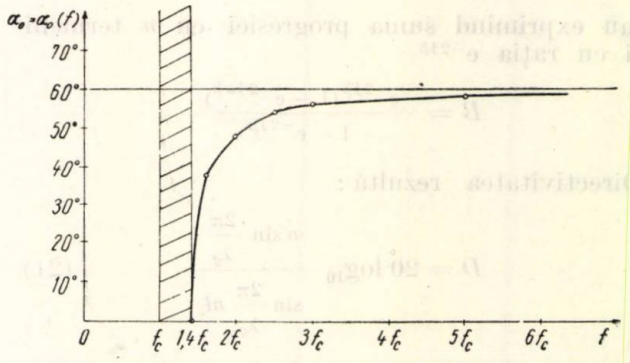


Fig. 1. Variația unghiului de directivitate infinită în funcție de frecvență.

Într-adevăr creșterea cîmpului magnetic datorită variației frecvenței de lucru către frecvența critică este compensată de scăderea la trecerea prin fantă, chiar dacă cu ajutorul unghiului nu se mai poate corecta valoarea cîmpului magnetic. Valoarea unghiului optim (directivitatea infinită) poate fi exprimată prin:

$$\cos\alpha_0 = \frac{1}{2\left(1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}\right)\left[1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2\right]} \qquad (18)$$

Cuplajul poate fi calculat cu relația:

$$C = 20\log_{10}\frac{\pi d^3}{6\,a\,b\,\lambda\cos\theta} - 41{,}5\,\frac{h}{d}\sqrt{1 - \left(1{,}3\,\frac{d}{\lambda}\right)^2} + 20\log_{10}\left[1 + 2\left(1 + 1{,}1\,\frac{h}{d}\right)\cos^2\theta\cos\alpha\right] \qquad (19)$$

Dacă $\alpha = \alpha_0$, cuplajul ia valoarea corespunzătoare directivității infinite :

$$C = 20 \log_{10} \frac{\pi d^3}{3 ab \lambda \cos \theta} - 41{,}5 \frac{h}{d} \sqrt{1 - \left(1{,}3 \frac{d}{\lambda}\right)^2} \tag{20}$$

4. Influența pierderilor asupra directivității cuplajului cuplajelor direcționale cu mai multe fante

Se consideră cazul unor fante circulare identice așezate în axul de simetrie al unui perete lateral, comun pentru două ghiduri dreptunghiulare prin care se propagă unda H_{10}. Numărul fantelor este n, iar distanța între ele, l.

Calculul fără a ține seama de pierderile datorită conductivității finite a pereților ghidului și a atenuării la trecerea prin fantă duce la determinarea eronată a directivității infinite. În cazul fără pierderi unda directă este :

$$A = n,$$

iar unda indirectă :

$$B = \sum_{p=1}^{p=n} e^{-2jp\beta}$$

sau exprimînd suma progresiei cu n termeni și cu rația $e^{-2j\beta}$

$$B = \frac{e^{-2j\beta}(1 - e^{-2jn\beta})}{1 - e^{-2j\beta}}$$

Directivitatea rezultă :

$$D = 20 \log_{10} \frac{n \sin \frac{2\pi}{\lambda_g} l}{\sin \frac{2\pi}{\lambda_g} nl} \tag{21}$$

Dacă $n \to \infty$ și $l \to 0$ astfel încît $nl \to L$ se obține directivitatea unei fante dreptunghiulare de lungime L și de înălțime cît diametrul fantei.

$$D = 20 \log_{10} \frac{\frac{2\pi}{\lambda_g} L}{\sin \frac{2\pi}{\lambda_g} L}. \tag{22}$$

Cuplajul se calculează ținîndu-se seama că la fiecare trecere prin fantă are loc o atenuare. Cuplajul se exprimă prin :

$$C = 20 \log_{10} n + C_f, \tag{23}$$

unde C_f corespunde cuplajului unei fante circulare (8).

Dacă se ține seama de atenuarea din ghid și de atenuarea la trecerea prin fantă, rezultă unda dorită :

$$A = \frac{\pi d^3 \lambda_g}{12 a^3 b} e^{-3{,}7 \frac{h}{d} \sqrt{1 + \left(1{,}7 \frac{d}{h}\right)^2}} [1 + e^{-2\alpha l} + \ldots e^{-2n\alpha l}] \tag{24}$$

iar unda nedorită :

$$B = A_0 [1 + e^{2\gamma l} + e^{4\gamma l} + \ldots e^{2n\gamma l}] \tag{25}$$

unde :

$$A_0 = \frac{\pi d^3 \lambda_g}{12 a^3 b} e^{3{,}7 \frac{h}{d} \sqrt{1 - \left(1{,}7 \frac{d}{h}\right)^3}}$$

iar $\gamma = \alpha + jB$,

unde α este atenuarea produsă de pierderile în pereții ghidului și egală cu

$$\alpha = \frac{2 Pp}{Pt}$$

unde :

P_p este puterea pierdută în pereții ghidului
P_t — puterea transmisă în secțiunea transversală

Rezultă, din raportul undei dorite și interzise :

$$D = 20 \log_{10} \left(\frac{n^2 a^2 + n^2 \sin^2 \theta}{n^2 a^2 + \sin^2 n\theta} \right)^{1/2} \tag{26}$$

unde :

$$a = \alpha l \quad \text{și} \quad \theta = \beta l$$

Pentru $n \to \infty$ și $l \to 0$ se obține directivitatea fantei de lungime $L = nl$, ținîndu-se seama de pierderi :

$$D = 20 \log_{10} \left[\frac{(\alpha L)^2 + (\beta L)^2}{(\alpha L)^2 + (\sin \beta L)^2} \right]^{1/2} \tag{27}$$

Cuplajul pentru cazul cuplajului direcțional cu pierderi cu n fante identice la distanța l este :

$$C = 20 \log_{10} \frac{n\pi d^3 \lambda_g}{12 a^3 b} - 32 \frac{h}{d} \sqrt{1 - \left(1{,}7 \frac{d}{\lambda}\right)^2} - 8{,}68 (n - 1) a \tag{28}$$

Alegerea numărului de fante și a distanței între ele

Pentru a se obține directivitatea infinită este necesar ca, conform relației (21) directivitatea infinită să aibă loc pentru :

$$n \cdot l = K \cdot \frac{\lambda_g}{2}, \tag{29}$$

adică :

Produsul între numărul de fante și distanța între ele să fie un număr întreg de jumătăți de undă din ghid.

Numărul minim de fante este $n = 2$, pentru care distanța minimă între fante este

$$l = \frac{\lambda_g}{4}.$$

Pentru $n = 3$ se obține $l = \frac{\lambda_g}{6}$ și

pentru $n = 4$ se obține $l = \frac{\lambda_g}{8}$.

Din diagramele vectoriale (fig. 2) se constată că directivitatea infinită se obține în cazul

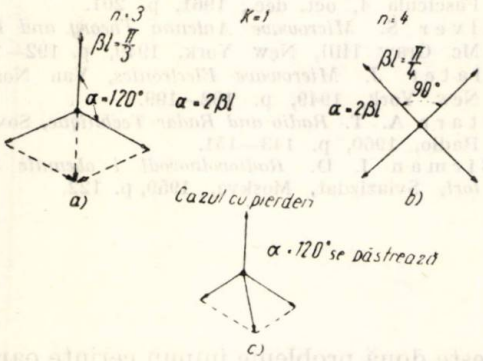


Fig. 2. Determinarea grafică a distanței între fante pentru directivitate infinită în cazul a n fante.

unei rezultante nule. De asemenea se constată că influența pierderilor împiedică obținerea rezultantă nulă (directivitate infinită) (fig. 2 *c*).

Din relația (26) se constată că în cazul ghidului real cu pierderi, directivitatea nu mai poate fi infinită, deci vor trebui luate măsuri riguroase de adaptare a ghidului prin care circulă unda nedorită reziduală, pentru ca aceasta să nu fie reflectată.

Dacă se consideră că directivitatea va fi maximă tot pentru condiția

$$n\theta = K\pi,$$

în mod aproximativ, atunci directivitatea maximă va fi:

$$D = 20 \log_{10} \frac{\left|\sin \frac{K\pi}{n}\right|}{a}. \qquad (30)$$

Dacă se calculează abaterea necesară pentru a obține directivitatea maximă (abaterea față de $\theta = \frac{K\pi}{n}$) se obține:

$$\varepsilon \cong - \frac{n^2 a^2 \sin \frac{2\pi}{n}}{n\left(a^2 + \sin^2 \frac{\pi}{n}\right)}. \qquad (31)$$

Această variație impune o modificare a distanței între fante. Corecția va fi:

$$\Delta l \text{ corectat} = \frac{\varepsilon}{\beta}. \qquad (32)$$

Aplicație: În cazul unui cuplaj direcțional ce lucrează într-un ghid dreptunghiular cu secțiunea 76,2 × 38,1 mm la lungimea de undă în ghid $\lambda_g = 10$ cm, pentru $K = 1$ și $n = 3$ se obține:

$$l = 1{,}66 \text{ cm}.$$

Deoarece $\alpha = 0{,}0199$ dB/m

atenuarea este:

$$a = \alpha l = 0{,}38 \cdot 10^{-4} \cdot \text{N}.$$

iar directivitatea:

$D = 87{,}6$ dB în loc de infinit.

În cazul $K = 2$; $n = 6$ situația este aceeași.

Pentru $K = 2$; $n = 3$ se obține $D = 81{,}4$ dB.

Pe un ghid ce lucrează la $\lambda_g = 3$ cm; dimensiuni 25,4 × 12,7 mm și $\alpha = 1{,}35 \cdot 10^{-4}$ N/cm.

Ar urma $l = 0{,}5$ cm. Dar aceasta este distanța între centre și ar fi greu de prelucrat, iar cuplajul ar fi mic. Se ia $K = 7$ și $n = 3$. În acest caz:

$$l = 3{,}5 \text{ cm},$$

iar atenuarea:

$$a = 4{,}73 \cdot 10^{-4} \text{ N}.$$

Directivitatea rezultă:

$D = 66$ dB și nu infinit.

În cazul unor frecvențe mai înalte de exemplu la $\lambda_g = 1{,}25$ cm, pentru ghid cu dimensiunile 12,6 × 6,25 mm și $\alpha = 4 \cdot 10^{-4}$ N/cm, rezultă pentru $l = \frac{7}{6} \lambda_g = 1{,}46$ cm ($K = 7$ și $n = 3$).

Atenuarea rezultă:

$$a = 5{,}84 \cdot 10^{-4} \cdot \text{N}.$$

iar directivitatea rezultă:

$$D = 64 \text{ dB}.$$

Dacă distanța între fante este încă mică se poate lua $l = \frac{13}{6} \lambda_g = 2{,}71$ cm

($n = 3$; $K = 13$), rezultă:

$$a = 1{,}08 \cdot 10^{-3} \text{ N},$$

iar directivitatea devine:

$$D = 58 \text{ dB},$$

chiar $l = 2{,}71$ pentru trei fante nu e prea mare, încît eventual trebuie mărită.

Rezultă că pe măsură ce frecvența crește și l devine mai mare decît lungimea de undă este necesar să se calculeze directivitatea reală. Este necesar să se țină seamă și de faptul că

la calculul atenuării trebuie luat un coeficient de acoperire, care se asigură în cazul în care datorită coroziunii și apariției asperităților atenuarea crește. Se constată de asemenea că directivitatea reală este mai ușor de măsurat la valori mai reduse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bethe A. H. *Theory of Diffraction by small holes.* Physical Review, Vol. 66, nr. 7 și 8, October, 1944,
[2] Horak J. *Cuplaje direcționale.* In: Slaboproudi obzor, 1960, nr. 2.
[3] Ginston E. L. *Izmerenia na santimetrovix volnah,* Izd. inostr. lit. Moskva, 1960, p. 236 și p. 377.
[4] Lebedev I. V. *Tehnica i pribori sverhvisokih ciastot,* Gos. energ. izd., Moskva, 1961, p. 333—349.
[5] Mentzer J. R. *Scattering and Diffraction of Radio Waves,* Sovetskoe radio, Moskva, 1958, p. 113—116.
[6] Montgomery G. *Tehnique of Microwave Measurements,* Mc. Graw Hill, New York, 1947, p. 854—898.
[7] Montgomery, Dicke, Purcell *Principles of Microwave Circuits,* Mc. Graw Hill, New-York, 1948, p. 229—303;
[8] Rulea Gh. *Incadrarea studiului ghidurilor uniforme în teoria generală a rețelelor cu constante concentrate.* In: Buletinul Inst. Polit. București, Tom XXIII; Fascicula 4, oct. dec., 1961, p. 201.
[9] Silver S. *Microwave Antenna Theory and Design,* Mc Graw Hill, New York, 1949, p. 192—199.
[10] Slater J. *Microwave Electronics,* Van Nostrand, New York, 1949, p. 192—199.
[11] Starr A. T. *Radio and Radar Technique,* Sovetskoe Radio, 1960, p. 143—151.
[12] Sirman I. D. *Radiovolnovodi i obemnie rezonatori,* Sviazizdat, Moskva, 1959, p. 122.

Ing. ALEXANDRU C. POPOVICI

Studiul comparativ al sincrogeneratoarelor pentru televiziune

621.397.662 Sincronizare în televiziune

Instalațiile moderne de televiziune lucrează exclusiv după sistemul explorării întrețesute (interliniate) a imaginii, ceea ce impune prezența unor semnale de sincronizare de formă convenabilă. În afară de aceasta, pentru comanda instalațiilor din cadrul centrului de televiziune, a camerelor de luat vederi în special, sînt necesare o serie de semnale sub formă de impulsuri avînd durate, frecvențe și faze bine determinate. Instalația care livrează toate aceste semnale, utilizate în scopuri de comandă, se numește *sincrogenerator.*

Datorită formei relativ complicate a semnalelor pe care trebuie să le livreze, sincrogeneratorul însuși se prezintă ca o instalație de structură complexă, a cărei funcționare corectă determină în mod direct calitatea imaginii recepționate.

Din aceste motive, problemele pe care le ridică o asemenea instalație trebuie urmărite pe două căi:

— eficacitatea și
— siguranța.

Prima problemă se pune sub aspectul realizării prin scheme cît mai simple a unui sincrogenerator care să ofere rezultate satisfăcătoare, utilizînd un număr minim de elemente.

A doua problemă se referă la stabilitatea în funcționare a sistemului pe un timp îndelungat, cu operații de întreținere (verificări periodice) simple și comode.

Aceste două probleme impun cerințe oarecum contradictorii și de aceea se recurge, ca de obicei, în asemenea situații la o soluție de compromis.

În cele ce urmează ne propunem o trecere în revistă a sincrogeneratoarelor existente, urmată de un studiu comparativ pentru alegerea soluției (sau soluțiilor) optime în vederea construirii unor asemenea instalații.

Dată fiind complexitatea temei nu se pot da soluții definitive, întrucît perfecționări ulterioare ale unei instalații, care la ora actuală se prezintă ca nesatisfăcătoare din anumite puncte de vedere, pot aduce instalația respectivă pe prim plan. De asemenea, nu se pot da criterii absolute de apreciere pentru o anumită soluție. Criteriile principale care ne vor conduce în cele ce urmează, vor fi cele două aspecte semnalate anterior: eficacitatea și siguranța în funcționare.

Se vor trece în revistă cîteva posibilități oferite de dezvoltarea vertiginoasă a tehnicii mașinilor electronice de calcul care a inspirat o serie de instalații pentru televiziune dintre cele mai moderne.

La sfîrșitul lucrării se anexează o listă de material bibliografic, precum și o serie de demonstrații pentru formulele cele mai importante utilizate în text.

I. Generalități

Oricît ar fi de complicată, structura unui sincrogenerator se poate separa de cele mai multe ori în două blocuri mari cu destinații funcționale diferite:

1. Blocul de comandă (unitatea de timp).
2. Blocul de formare (unitate de formare).

Primul generează impulsuri cu frecvența liniilor, impulsuri cu frecvența dublă frecvenței liniilor și impulsuri cu frecvența semicadrelor.

Al doilea formează impulsurile standard ale sincrosemnalului complex, impulsurile de sincronizare precum și impulsurile de ștergere (stingere) pentru comanda camerelor de luat vederi.

Primul bloc comandă funcționarea celui de-al doilea, determinînd frecvența și faza impulsurilor generate de acesta din urmă, pe care-l sincronizează.

II. Blocul de comandă și blocul de formare

Pentru realizarea stabilității frecvenței impulsurilor generate, se pleacă obișnuit de la un generator de referință stabilizat cu cuarț sau prevăzut cu posibilități de sincronizare exterioară fie directă, fie de la rețea, prin intermediul unui dispozitiv de control automat al frecvenței, *CAF*.

Semnalul generatorului are frecvența cea mai ridicată, adică dublul frecvenței liniilor, care este necesară la generarea impulsurilor crestate (numite și de egalizare).

O divizare prin 2 asigură semnalul de frecvența liniilor, iar un alt lanț de divizori permite obținerea frecvenței semicadrelor, care se compară cu frecvența rețelei în scopul obținerii semnalului de *CAF* care comandă frecvența generatorului prin intermediul unui tub de reactanță, atunci cînd sincronizarea se face cu rețeaua, adică în cazul cel mai des întîlnit. Sincronizarea cadrelor cu rețeaua asigură imobilitatea petelor date la recepție de către tensiunile parazite de brum ce apar în receptor, evitînd deplasarea supărătoare a acestor pete pe ecran. În același timp se îmbunătățește sincronizarea cadrelor.

Aici apar două probleme mari:

— Construcția generatorului *pilot* cu *CAF*.

— Dispozitivele de divizare a frecvenței.

Se fabrică sincrogeneratoare la care generatorul pilot poate fi stabilizat și prin cuarț ceea ce asigură o stabilitate a frecvenței de $\pm$ 0,005% la o temperatură a mediului ambiant de 25°C.

Divizarea frecvenței a fost realizată prin dispozitive de divizare cu două capacități și două diode asociate cu oscilatoare autoblocate.

Dispozitivul asigură divizarea cu 5.

Pentru controlul divizării corecte se vizualizează tensiunea în trepte ce apare cu ajutorul unui mic tub catodic, fără semnal de baleiaj pe orizontală, ceea ce face ca imaginea să apară sub forma unei linii punctate.

Numărul de puncte arată factorul de divizare.

Modelul anterior al sincrogeneratorului conține 20 baloane de tuburi (unele tuburi sînt duble) în blocul de comandă și 30 în blocul de formare. Modelul mai nou al aceluiași sincrogenerator conține 40 baloane de tuburi (dintre care unele sînt duble), incluzînd și un generator de tablă de șah pentru controlul liniarității imaginii. Generatorul de semnal pentru tabla de șah utilizează nouă tuburi, adică patru baloane și jumătate.

Divizarea frecvenței se realizează aici cu divizori utilizînd circuite basculante monostabile, iar generatorul pilot folosește o schemă similară, completată cu o buclă de reacție pentru ca montajul să genereze oscilații.

Se utilizează tuburi miniatură, în afară de redresor și stabilizatorul electronic de tensiune. Se folosesc tuburi de tipul 6AL5 (dublă diodă), 12AT7 (dublă triodă), 6BQ7 (dublă troidă), 6U8 (triodă-pentodă), 6CL6 (pentodă) și 6AS6 (pentodă).

Sincrogeneratorul tip 2517B6EY utilizează pentru divizarea frecvenței divizori binari cu celule basculante bistabile (numărători binari), prevăzuți cu bucle de reacție pentru obținerea factorului de divizare dorit.

În tehnica actuală a calculatoarelor electronice numerice (mașini digitale), acolo unde numărul tuburilor electronice este de ordinul 10^4 apar numeroase dificultăți, printre care:

— Necesitatea controlului periodic preventiv, pentru a evita ieșirea din funcțiune a tuburilor electronice care au o viață relativ scurtă, control care impune scoaterea din funcțiune a instalației și pierderea unui timp prețios.

Cantitatea mare de căldură degajată de tuburile electronice impune utilizarea unor instalații speciale de ventilație, ceea ce complică și scumpește aparatura.

— Fragilitatea mecanică a tuburilor electronice impune necesitatea protecției împotriva vibrațiilor.

În această situație, au apărut o serie de dispozitive care tind să înlocuiască tuburile electronice, printre care cele mai indicate sînt: tranzistoarele și elementele magnetice cu buclă de histerezis dreptunghiulară. Această înlocuire este simțitor ușurată de condițiile de lucru în impulsuri ale instalațiilor respective, unde tubul lucrează închis sau deschis.

Se constată că dificultățile semnalate mai sus apar și în tehnica televiziunii, în particular a sincrogeneratoarelor care lucrează de asemenea în impulsuri și deci ar putea fi rezolvate și aici pe calea semnalată de tehnica mașinilor de calcul digitale. Această idee a fost semnalată în [11], unde se indică calea principială de realizare a unui sincrogenerator cu un număr foarte redus de tuburi (cinci sau șase), utilizînd circuite formate din elemente semiconductoare și inele de ferită cu buclă de histerezis dreptunghiulară. Aceste inele lucrează în condiții de saturație cu inducție magnetică remanentă pozitivă sau negativă, în funcție de polaritatea cîmpului de magnetizare care s-a aplicat.

Cele două stări stabile net distincte ale inelului de ferită durează un timp oricît de lung, pînă la sosirea unei noi excitații, proprietate care s-a folosit inițial în tehnica mașinilor electronice de calcul pentru obținerea dispozitivelor de memorie. Ulterior, s-a constatat posibilitatea obținerii unor numărători și divizori de frecvență a impulsurilor prin asocierea convenabilă a unor asemenea inele, prin intermediul unor celule de cuplaj care împiedică trecerea informațiilor în sens invers sensului de înregistrare.

Superioritatea sistemelor utilizînd elemenete magnetice față de sistemele ce folosesc tuburi electronice este evidentă atît din punct de vedere energetic, cît și ca volum [2], durabilitate (practic nelimitată) și siguranță în funcționare.

Pentru documentare și calcul se pot utiliza informațiile apărute în literatura periodică începînd din anul 1950, dintre care sursele principale sînt date în bibliografie. Din punct de vedere teoretic sinteza schemelor cu elemente magnetice se poate face prin metodele logicii matematice — întocmai ca și în cazul calculatoarelor electronice numerice — iar calculul regimului de lucru al fiecărui element în parte și al parametrilor montajului este dat în anexă. Perspectivele acestor elemente fiind deosebit de largi, se vor prezenta principiile lor de funcționare, după care se va trece la descrierea unor scheme realizate cu ajutorul lor.

III. Elemente magnetice cu buclă de histerezis dreptunghiulară

Se utilizează la ora actuală sub două forme: benzi din permalloy sau perminvar foarte subțiri, înfășurate pe carcase de ceramică și inele de ferită. Primele au caracteristici magnetice superioare ($B_m = 15\,000$ Gauss, $H_m = 2$ Oe) față de ferite ($B_m = 2\,400$ Gauss, $H_m = 4$ Oe). Totuși din punct de vedere economic feritele sînt mai avantajoase, iar în ceea ce privește durata de comutare, de asemenea feritele sînt superioare, întrucît acestea nu au curenți turbionari.

Funcționarea elementelor magnetice este foarte simplă.

Să presupunem că prin trecerea unui curent i_1, prin înfășurarea 1, se magnetizează miezul pînă la $+B_m$.

După încetarea pulsului de curent inducția scade puțin pînă la valoarea $+B_r$. Vom nota simbolic această stare de magnetizare prin „+1", iar starea corespunzătoare inducției $-B_r$ prin „0" (figura 1 *a*).

Presupunem acum că se aplică un impuls de curent prin înfășurarea 3 care tinde să magnetizeze miezul în sens negativ, aducîndu-l pînă la $-B_m$. După încetarea pulsului de curent inducția devine $-B_r$, adică miezul se găsește în poziția „O". În timpul aplicării acestui puls de curent inducția a trecut repede de la valoarea $+B_r$ la $-B_m$, deci în înfășurarea de ieșire 2 s-a indus o tensiune electromotoare importantă datorită variației de flux.

Dacă se aplică un nou impuls prin înfășurarea 3, inducția în miez variază puțin și în înfășurarea de ieșire 2 nu apare semnal.

Așadar, torul se poate găsi în două situații stabile net distincte, asemenea unui circuit basculant bistabil, stări puse în corespondență cu 0 și 1.

Pentru comoditatea reprezentării grafice, adoptăm simbolurile din figura 1 *b*, în care prin puncte sînt marcate capetele inițiale ale înfășurărilor, iar prin săgeți sînt marcate sensurile curenților.

Reprezentarea simbolică a unui tor de ferită cu înfășurări de intrare, ieșire și excitație este dată în figurile 1 *c*, *d* și *e*.

Numerele notate în dreptul înfășurărilor de intrare și de excitație indică starea de magnetizare pe care o dau înfășurările respective,

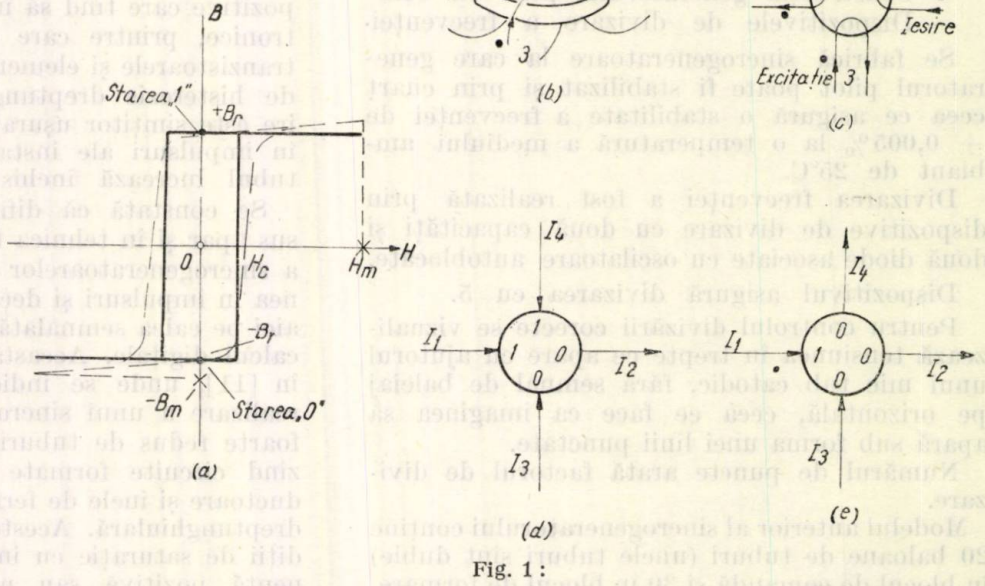


Fig. 1:

a — caracteristica reală și cea idealizată de histerezis; *b* — convențiile adoptate pentru sensurile curenților; *c* — reprezentarea convențională a unui miez cu înfășurări; *d* și *e* — reprezentarea simbolică

iar numărul din dreptul înfășurării de ieșire indică starea în care trebuie adus miezul pentru a obține la ieșire un semnal pozitiv.

Înfășurarea de excitație servește la lectura informației înregistrate în tor. Aplicînd un impuls prin această înfășurare se poate determina starea inițială de magnetizare a miezului în funcție de prezența sau absența unui impuls pozitiv la ieșire. Impulsurile de excitație magnetizează obișnuit torul în poziția „O" ($-B_r$).

Impulsurile de excitație se succed obișnuit la intervale de timp egale și servesc la trecerea informației de la un miez la altul. Din acest motiv impulsurile respective se numesc și impulsuri de *tact*.

Aceste elemente magnetice cu buclă de histerezis dreptunghiulară se pot folosi în aproape toate instalațiile ce lucrează cu impulsuri și care utilizau fie tuburi electronice, fie relee sau alte elemente cu caracter binar. Aplicarea elementelor magnetice alături de semiconductoare, lărgește considerabil posibilitățile acestora, permițînd obținerea unei aparaturi cu volum foarte redus, cu viteză mare de lucru și care prezintă o mare siguranță în funcționare.

Vom examina succint cîteva elemente tipice ale schemelor cu circuite magnetice avînd buclă de histerezis dreptunghiulară, ceea ce va permite ușurarea înțelegerii funcționării lor în ansamblu.

Linii de întîrziere și comutatoare în inel

Acestea au la bază principiul de funcționare al registrelor utilizate în calculatoarele electronice numerice. Aceste registre, după modul excitației pot fi: în trei timpi (trifazice), în doi timpi (bifazice) și într-un singur timp monofazice) [1,2,3 și 4].

Schema unui registru în doi timpi este dată în figura 2*a*.

Impulsurile de excitație se aplică în doi timpi (de unde și denumirea schemei) succesiv impulsurile pare și impare pe cele două linii de excitație notate cu *Par* și *Impar*. Primul miez se aduce în poziția „1" iar celelalte miezuri se aduc în poziția „O" cu ajutorul unor înfășurări speciale pentru introducerea condițiilor inițiale. La aplicarea primului impuls de excitație primul miez revine în poziția „O", generînd un semnal pozitiv în înfășurarea de ieșire. Acest semnal trece prin dioda D_1 și aduce miezul al doilea în poziția „1". La aplicarea celui de al doilea impuls de excitație, miezul al doilea revine în poziția „O" și generează deci la ieșire un semnal pozitiv, care aduce în poziția „1" miezul următor și așa mai departe. Grupul de cuplaj dintre elemente asigură transmiterea informației într-un singur sens, împiedicînd schimbarea stării de magnetizare a miezului precedent, cu ajutorul unui grup limitator format din dioda D_2 și rezistența R. Aplicarea impulsurilor de excitație pe două căi, evită excitarea simultană a unui miez de către impulsul de intrare de la miezul precedent și de către impulsul de excitație, ceea ce ar avea ca efect funcționarea incorectă a schemei, întrucît amperspirele magnetizante respective fiind de sensuri contrare, schimbarea stării de magnetizare a miezului respectiv nu ar putea avea loc.

Rezistențele limitatoare R determină o pierdere de energie care se poate evita introducînd circuite de comandă care cuplează înfășurările de ieșire ale miezurilor impare cu înfășurările de intrare ale miezurilor pare numai la aplicarea impulsurilor de tact de ordin impar și cuplarea miezurilor pare cu cele impare numai la aplicarea impulsurilor de tact de ordin par. Aceste circuite de comandă sînt foarte simple, utilizînd doar un tranzistor [2].

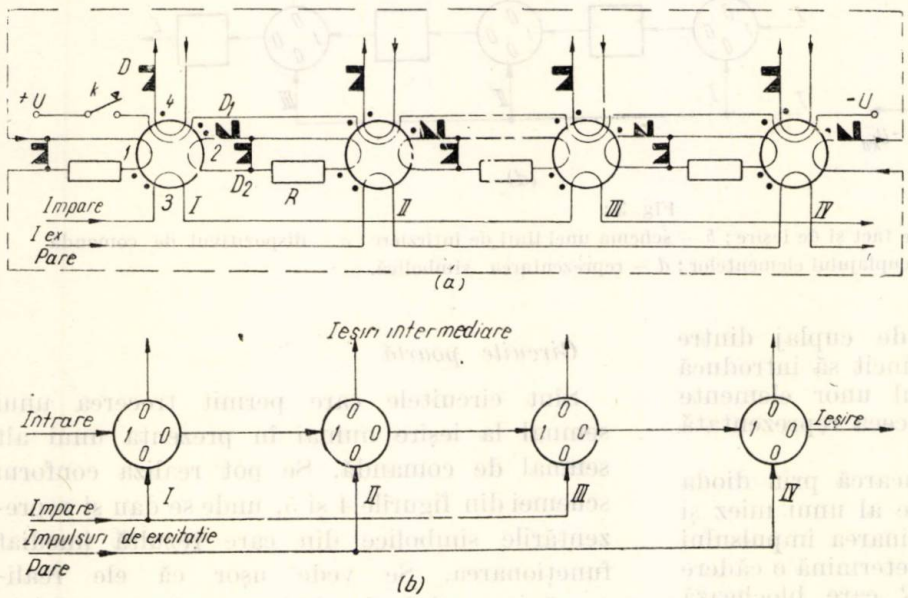


Fig. 2:
a — linie de întîrziere în doi timpi; *b* — reprezentarea simbolică

Întîrzierea introdusă de o asemenea linie este proporțională cu numărul celulelor și cu perioada de repetiție a impulsurilor de tact. În afară de aceasta, se pot scoate impulsuri de la unul din miezurile intermediare, ceea ce permite obținerea unei întîrzieri variabile în trepte fără a schimba numărul total de elemente. Dacă la o asemenea linie de întîrziere

se cuplează intrarea cu ieşirea, aşa cum se arată punctat în figura 2*a*, se obţine un numărător în inel, care poate servi în numeroase aplicaţii.

Reprezentarea simbolică a unei linii de întîrziere este dată în figura 2 *b*.

Calculul unei asemenea linii se face relativ simplu, plecînd de la condiţia ca energia impulsurilor de excitaţie să se folosească cît mai bine. În acest caz rezultă valorile parametrilor schemei, conform calculului dat în anexa II.

Liniile de întîrziere în doi timpi prezintă o mare siguranţă în funcţionare, dar necesită dispozitive speciale de excitaţie (cu ieşiri separate pentru impulsuri pare şi impare), ceea ce complică mult instalaţiile. S-a trecut de aceea la liniile de întîrziere cu un singur timp (monofazice), la care toate înfăşurările de excitaţie sînt legate în serie fiind excitate simultan. Pentru a întîrzia aplicarea impulsului de comandă de la miezul anterior, astfel încît aceasta să sosească după terminarea impulsului de excitaţie, s-au propus mai multe metode. În una din acestea, circuitele de cuplaj dintre elemente se realizează astfel încît să introducă întîrzierea dorită cu ajutorul unor elemente *LC* [2]. O altă soluţie este aceea reprezentată în figura 3 *b*.

Aici condensatorul *C* se încarcă prin dioda D_1 de către impulsul de ieşire al unui miez şi rămîne încărcat pînă la terminarea impulsului de excitaţie, deoarece acesta determină o cădere de tensiune pe rezistenţa *R* care blochează toate diodele D_2. După terminarea impulsului de excitaţie această tensiune dispare, dioda se deschide şi condensatorul se descarcă prin înfăşurarea de intrare a miezului corespunzător (următor), schimbîndu-i starea de magnetizare (aducîndu-l în poziţia „1"). Şi aici, prezenţa rezistenţei determină un consum de energie care se poate evita prin introducerea unei triode semiconductoare de comandă, aşa cum se arată în figura 3 *c*. Reprezentarea simbolică a schemei este dată în figura 3 *d*, unde s-au reprezentat prin pătrate circuitele de cuplaj.

Această schemă serveşte ca schemă de bază în montajele de divizare a frecvenţei impulsurilor, de întîrziere sau de înregistrare. Comandînd starea iniţială a celulelor prin înfăşurări speciale, se poate obţine la ieşire succesiunea dorită de impulsuri, iar prezenţa unor înfăşurări de ieşire pe fiecare miez dă posibilitatea obţinerii unor impulsuri decalate în timp cu orice multiplu al perioadei impulsurilor de tact (vezi fig. 3 *a*).

Şi aici se poate obţine o schemă în inel pe calea introducerii unei *reacţii* de la ultimul miez la primul.

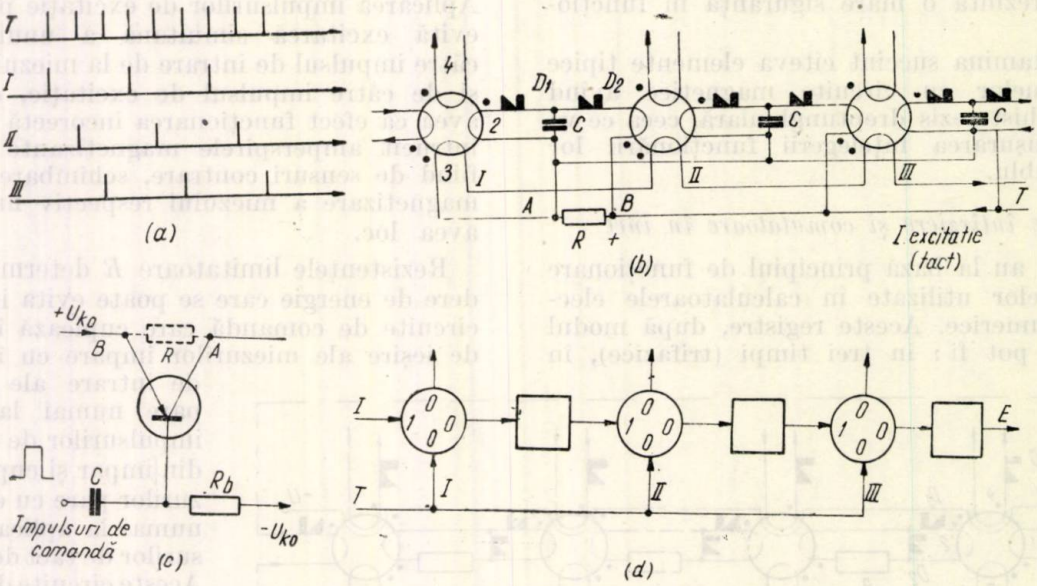


Fig. 3 :

a — succesiunea de impulsuri de tact şi de ieşire ; *b* — schema unei linii de întîrziere ; *c* — dispozitivul de comandă a cuplajului elementelor ; *d* — reprezentarea simbolică.

Circuite poartă

Sînt circuitele care permit trecerea unui semnal la ieşire numai în prezenţa unui alt semnal de comandă. Se pot realiza conform schemei din figurile 4 şi 5, unde se dau şi reprezentările simbolice din care rezultă imediat funcţionarea. Se vede uşor că ele realizează semnalul de ieşire conform regulei :

$$E = A \cap (\overline{A \cap B}) = A \cap B$$

Tabela respectivă este dată pentru verificare mai jos :

A	B	$\overline{B}$	$A \cap \overline{B}$	$\overline{A \cap \overline{B}}$	$A \cap (\overline{A \cap \overline{B}})$	$A \cap B$
0	0	1	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	0
1	1	0	0	1	1	1

Funcționarea rezultă imediat din schemă. Aceste circuite realizează semnalul de ieșire conform regulei : $E = A \cup B \cup C \cup D \cup$.

Circuite de anticoincidență

Sînt circuitele care permit trecerea la ieșire a unui semnal de intrare în absența altuia și invers.

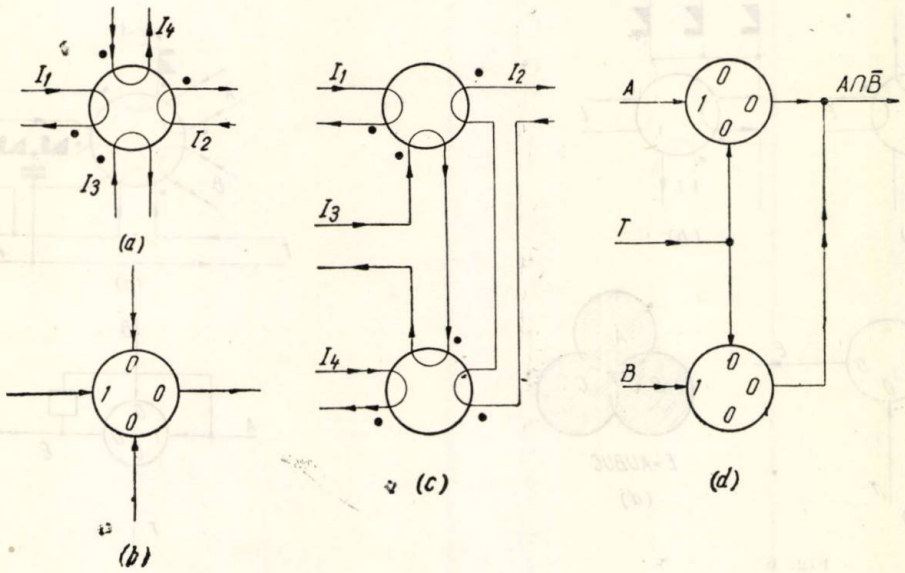


Fig. 4 :

a — schemă care realizează funcția $A \cap \overline{B}$ prin compensarea fluxului ; *b* — reprezentarea simbolică ; *c* — schemă care realizează funcția $A \cap \overline{B}$ prin compensarea tensiunii

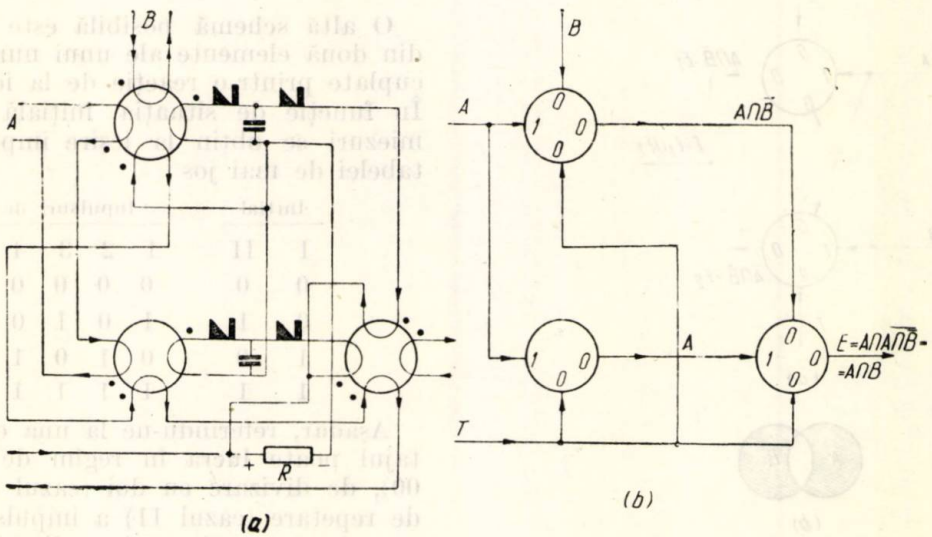


Fig. 5 :

a — schemă care realizează funcția $A \cap B$ (coincidență) ; *b* — reprezentarea simbolică

Circuite de însumare

Sînt circuitele care permit trecerea la ieșire a oricărui semnal aplicat la una din intrări. Se pot realiza conform uneia din schemele din figura 6 unde se dă și reprezentarea simbolică.

Se realizează, conform schemei din figura 7 unde se dă și reprezentarea simbolică. Funcționează conform regulei :

$$E = (\overline{A} \cap B) \cup (A \cap \overline{B})$$

Tabela corespunzătoare este :

A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$	$\bar{A} \cap B$	$A \cup \bar{B}$	$(\bar{A} \cap B) \cup (A \cap \bar{B})$
0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1
1	1	0	0	0	0	0

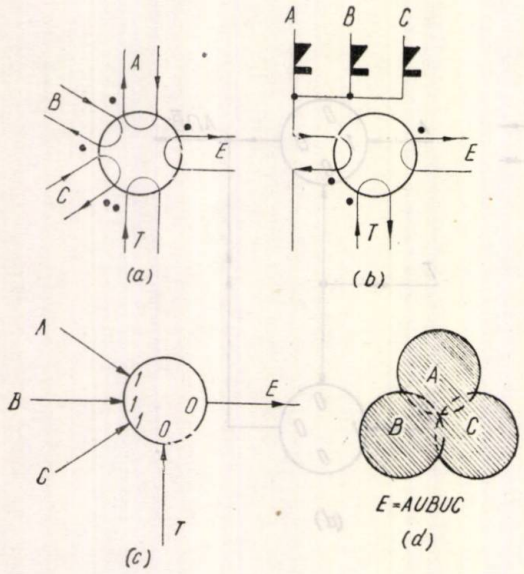


Fig. 6 :

a, *b* — scheme care realizează funcţia AUBUC ; *c* — reprezentarea simbolică ; *d* — reprezentarea funcţiei de ieşire

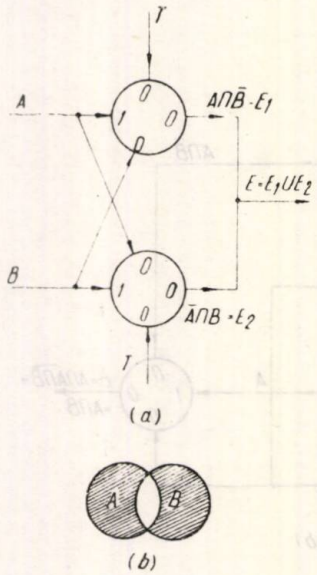


Fig. 7 :

a — schemă care realizează funcţia $(A \cap \bar{B}) \cap (\bar{A} \cap B)$ (anticoincidenţă) ; *b* — reprezentarea funcţiei de ieşire

Circuite trigger

Circuitele trigger se pot realiza în mai multe variante. Cea mai simplă este schema cu un singur element şi buclă de reacţie, dată în figura 8. La aplicarea unui impuls la intrarea A, miezul este adus în poziţia „1" şi apoi revine în această poziţie după fiecare impuls de tact, datorită semnalului sosit de la ieşire prin bucla de reacţie. Deci, la ieşire se generează la fiecare impuls de tact un semnal pozitiv.

Dacă se aplică semnal la intrarea B, miezul este adus în poziţia „0" şi la aplicarea impulsurilor de tact nu se generează nici un semnal la ieşire.

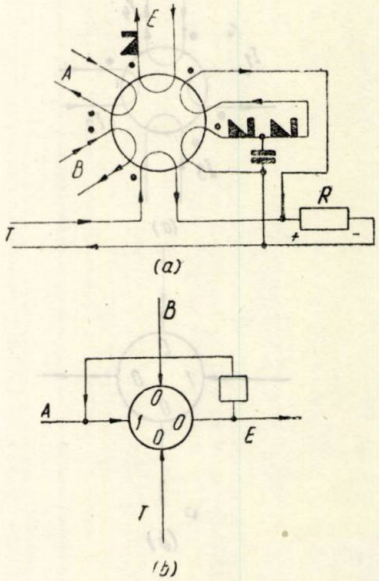


Fig. 8 :

a — trigger cu un singur miez ;
b — reprezentarea simbolică.

O altă schemă posibilă este aceea formată din două elemente ale unui numărător în inel cuplate printr-o reacţie de la ieşire la intrare. În funcţie de situaţia iniţială a celor două miezuri se obţin la ieşire impulsuri conform tabelei de mai jos :

Iniţial		Impulsuri de tact					
I	II	1	2	3	4	5	6
0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1

Aşadar, referindu-ne la una din ieşiri, montajul poate lucra în regim de poartă (cazul 00), de divizare cu doi (cazul 01 sau 10) sau de repetare (cazul 11) a impulsurilor de tact, proprietate preţioasă în aplicaţii.

La cele două ieşiri (corespunzătoare celor două miezuri) se obţine semnalul complimentar în cazul funcţionării în regim de divizare cu 2.

Combinaţiile de mai sus se pot extinde la un număr mai mare de elemente închise în bucla de reacţie, ceea ce arată din nou varietatea posibilităţilor pe care le oferă aceste elemente.

Trebuie remarcat, ca o observație generală pentru toate elementele de circuit descrise anterior, caracterul dinamic al funcționării lor, adică funcționarea în regim de semnale discrete, spre deosebire de elementele corespunzătoare cu tuburi electronice care pot funcționa atît la aplicarea unor semnale discrete, cît și la aplicarea unor semnale continui.

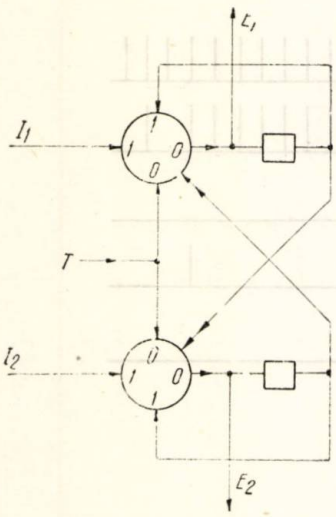


Fig. 9. Trigger cu două elemente.

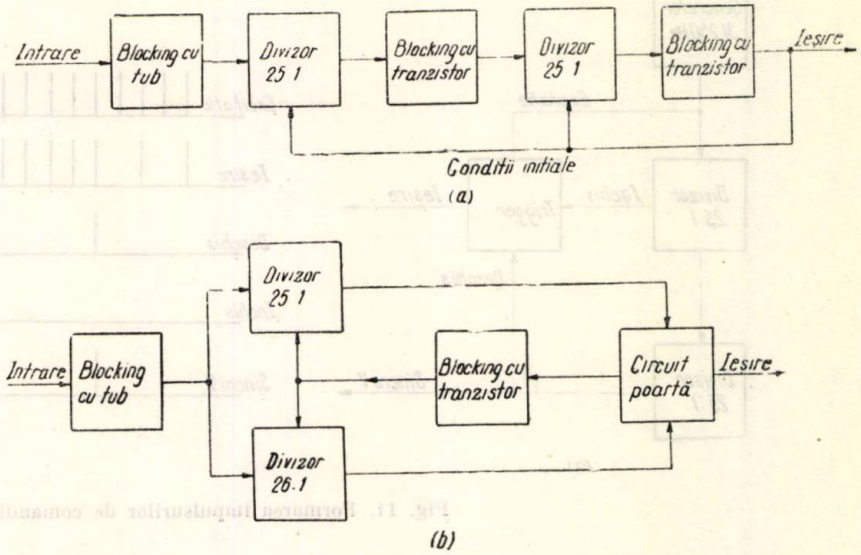


Fig. 10. Divizionare de frecvență în raportul 625 : 1.

Elemente de întîrziere variabilă

Dispozitivele descrise anterior pot furniza întîrzieri variabile în trepte, ceea ce uneori poate constitui un inconvenient. Pentru a obține impulsuri cu întîrzieri variabile continuu, se poate folosi de asemenea un miez cu caracteristică de histerezis dreptunghiulară, excitat printr-un semnal liniar variabil în timp și polarizat printr-un curent constant într-o înfășurare care are amperspirele magnetizante de semn contrar cu prima. În momentul cînd solenația totală depășește valoarea cîmpului coercitiv, în înfășurarea de ieșire se generează un semnal. Variind polarizarea de curent continuu se poate varia poziția acestui semnal față de semnalul în dinți de fierăstrău.

Dispozitivul poate servi la modulația impulsurilor în poziție, întrucît semnalul de premagnetizare (polarizare) poate fi și variabil în timp.

IV. Sincrogeneratoare

Schemele funcționale simple, descrise anterior, pot fi reunite în instalații, dintre care sincrogeneratoarele prezintă doar un caz particular.

Din punct de vedere funcțional, schema unui sincrogenerator realizat cu ferite avînd bucla de histerezis de formă rectangulară nu diferă esențial de schema corespunzătoare utilizînd tuburi electronice. Divizarea în raportul 625 : 1 se poate face în două moduri, așa cum se arată în figura 10.

Oscilatorul autoblocat care generează impulsurile de frecvența 31 250 Hz trebuie realizat cu tub întrucît semiconductoarele obișnuite nu lucrează prea bine la aceste frecvențe. După o primă divizare cu raportul 25 : 1 se poate folosi un oscilator autoblocat cu tranzistor, care să genereze impulsurile de tact necesare celei de a doua scheme de divizare în același raport. Divizoarele se construiesc după schema liniilor de întîrziere cu cîte 25 celule, prevăzute cu buclă de reacție și înfășurări pentru introducerea condițiilor inițiale.

Impulsurile de sincronizare se formează în felul următor: se generează două succesiuni de impulsuri scurte, dintre care prima coincide cu fronturile anterioare, iar a doua cu fronturile posterioare ale impulsurilor de sincronizare. Comandînd cu aceste succesiuni o schemă basculantă bistabilă, se obțin impulsurile de sincronizare dorite. Pentru generarea impulsurilor care comandă frontul anterior al impulsurilor de sincronizare se poate folosi un dispozitiv basculant cu ferite, utilizînd două miezuri cuplate într-o schemă cu reacție (trigger cu două elemente) și lucrînd succesiv în regim de divizare sau de repetare.

În figura 11 se arată acest dispozitiv împreună cu formele de semnal corespunzătoare diverselor puncte ale schemei. Triggerul lucrează în regim de divizare pînă ce la ieșirea divizorului 25 : 1 apare un impuls care face ca triggerul să treacă în regim de repetare, producînd la ieșire impulsuri cu frecvența dublă frecvenței liniilor.

După 15... 18 impulsuri, acest trigger revine din regimul de repetare în regimul inițial de divizare cu 2, datorită unui impuls cules dintr-o celulă corespunzătoare a divizorului 25 : 1 următor.

Pentru formarea fronturilor posterioare ale impulsurilor de sincronizare nu se poate folosi un singur trigger, întrucît diversele impulsuri ce trebuie generate au durate diferite (este de sincrolinie, cea introdusă de Z_2 reprezintă durata impulsurilor de egalizare, iar cea introdusă de Z_3 reprezintă durata impulsului de sincronizare de cadru.

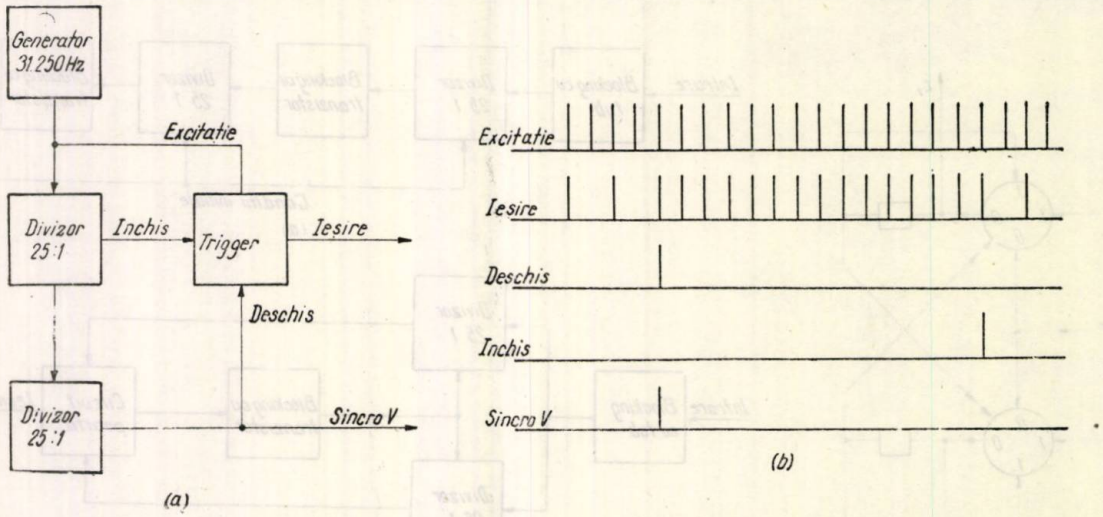


Fig. 11. Formarea impulsurilor de comandă.

vorba de impulsurile de sincronizare, egalizare și sincronizare de cadru). De aceea este necesar să se folosească trei circuite trigger conectate rînd pe rînd la momentele potrivite pentru a genera porțiunile corespunzătoare ale sincrosemnalului complex.

În figura 12 se dă schema-bloc simplificată a instalației respective.

Generatorul impulsurilor de tact cu frecvența 31 250 Hz excită simultan primul divizor de frecvență 25 : 1, un divizor în raportul 2 : 1 și o linie de întîrziere. La ieșirea divizorului 2 : 1 se obțin impulsuri de frecvența liniilor care se utilizează pentru generarea impulsurilor de comandă de linie și pentru excitarea unui trigger T.

Funcționarea acestui triger este întreruptă atîta timp cît lucrează linia de întîrziere cu 15 celule, adică în decursul a 15 impulsuri de tact A. În cursul întreruperii funcționării triggerului, se generează impulsurile care determină fronturile anterioare ale impulsurilor de egalizare, de sincronizare cadru și din nou de egalizare.

Pentru a obține aceste impulsuri de comandă, circuitele de ieșire ale liniei de întîrziere sînt grupate în trei grupe, așa cum se vede din figura 12.

În instalația de sumare S (schemă care realizează funcția EGF) se obțin impulsurile de comandă dorite, la borna de ieșire H.

Impulsurile E, F și G se mai însumează o dată într-o altă instalație de sumare similară S, după ce au fost trecute în prealabil prin dispozitivele de întîrziere Z_1Z_2 și Z_3. Întîrzierea introdusă de Z_1 este egală cu durata impulsului

Primele două instalații introducînd întîrzieri mici, pot utiliza linii de întîrziere normale. Ultima instalație trebuie să introducă o întîr-

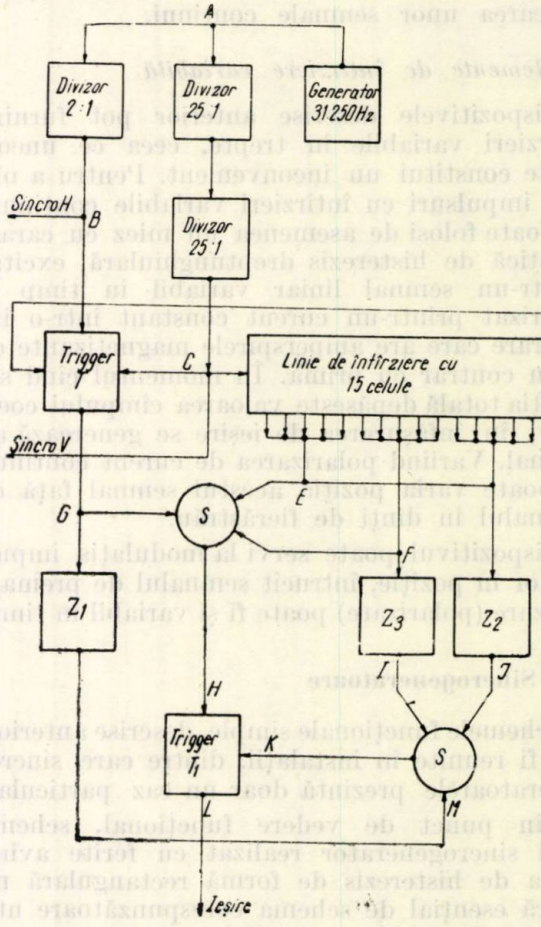


Fig. 12. Schema-bloc simplificată a unui sincrogenerator.

ziere mare și de aceea este recomandabilă utilizarea unui dispozitiv de întîrziere cu ferite de tipul celor descrise anterior, comandat prin impulsuri speciale obținute din impulsurile A.

Pentru obținerea impulsurilor de ștergere se folosește un trigger cu tuburi, pe una din intrările căruia se aplică tot timpul impulsurile de sincronizare de linie, avansate convenabil față de impulsurile corespunzătoare de sincronizare. Pe cea de a doua intrare trebuie aplicată o succesiune de impulsuri întîrziate, obținute de la un alt trigger cu ferite comandat de impulsurile de comandă pe verticală pe timp de 23... 25 linii (în cursul generării impulsului de blancare de cadru).

Evident, trebuie introduse scheme (celule) de coincidență, destinate regenerării la timpul potrivit (cu faza corespunzătoare) a diverselor impulsuri de comandă, așa cum se face și în sincrogeneratoarele cu tuburi.

ANEXĂ

Proiectarea circuitelor utilizînd elemente magnetice cu buclă și histerezis rectangulară

Analiza funcționării acestor elemente dată anterior conduce la două metode de calcul pentru proiectare, prima în care se neglijează pierderile, iar a doua ținînd seama de acestea. Prima variantă are avantajul simplității, dar oferă rezultate mai puțin precise, în timp ce a doua metodă oferă rezultate mai precise și constituie în fond o corecție adusă primei metode.

În cele ce urmează vom indica o metodă de calcul tratată în literatura de specialitate [6] dar cu un caracter mai general.

Ipotezele inițiale de calcul sînt:

— Pierderile în curenți turbionari lipsesc sau sînt foarte mici.

— Caracteristica de histerezis are forma riguros rectangulară.

— Caracteristica diodelor este ideală.

— Impulsurile de comandă au tendința să ducă miezul în poziția „0".

Notațiile utilizate sînt cele din figura A 1.

Se consideră schema unui registru în doi timpi, a cărui principiu de funcționare se poate extinde apoi la toate celelalte scheme. Considerăm fenomenul trecerii informației înregistrate din miezul 2 în miezul 3 și utilizăm schema echivalentă din figura A 1.

Notăm cu n_1, n_2 și n_3 numărul de spire al înfășurărilor de intrare, excitație și ieșire. Se ia ca referință numărul de spire al înfășurării de excitație care se notează cu n, iar celelalte înfășurări se raportează la aceasta introducînd parametrii adimensionali a și b definiți prin relațiile:

$$n_1 = an$$
$$n_2 = bn$$
$$n_3 = n$$

Fie r raza inelului, iar l lungimea lui medie. Aplicînd legea circuitului magnetic se poate scrie:

$$H \cdot l = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 - n_3 \cdot i_3$$

unde s-a notat prin H cîmpul magnetic în inel.

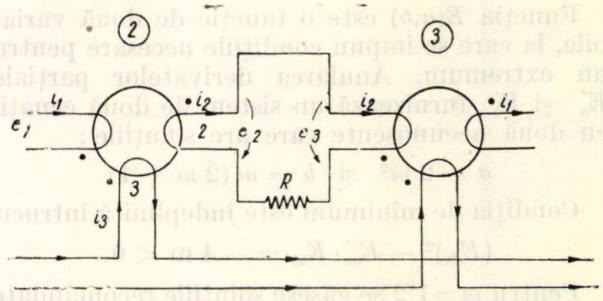


Fig. A 1. Schema echivalentă a unui registru în doi timp.

Presupunînd că inițial inelul se găsea în poziția „1" deci $B = +B_r$ și că se aplică impulsul de tact (excitație), care tinde să-l aducă în poziția „0", deci cîmpul respectiv va avea valoarea $-H_m$ corespunzător curentului maxim prin înfășurarea de excitație notat I_3, aplicînd legea inducției se poate scrie:

$$e_1 = -n_1 \frac{d\Phi_2}{dt} = i_1 \cdot R$$

$$e_2 = -n_2 \frac{d\Phi_2}{dt} = i_2 \cdot R + n_1 \frac{d\Phi_3}{dt}$$

unde s-a notat prin Φ_2, respectiv Φ_3 fluxurile magnetice din miezurile 2 și 3.

Evident că $d\Phi_2 = d\Phi_3 = 0$ pentru $i_3 \leqslant mI_3 = \frac{H_0 l}{n_3}$

unde s-a notat prin m raportul H_0/H_m.

Așadar $i_1 = i_2 = 0$ pentru $i_3 \leqslant mI_3$.

Inelul 3 își schimbă starea de magnetizare în momentul în care solenația magnetizantă depășește valoarea corespunzătoare circulației cîmpului coercitiv H_0, deci pentru

$$n_1 \cdot i_2 \geqslant H_0 \cdot l.$$

În momentul respectiv impulsul de excitație are valoarea maximă I_3 și relațiile precedente dau pentru derivatele fluxurilor expresiile:

$$\frac{d\Phi_2}{dt} = -\frac{Ri_1}{n_1} = -\frac{R \cdot I_3}{an}\left(m + 1 - m\frac{b}{a}\right)$$

$$\frac{d\Phi_3}{dt} = \left(-Ri_2 - n_2 \frac{d\Phi_2}{dt}\right)\frac{1}{n_1} = -\frac{mR}{a^2 n} I_3 +$$

$$+ \frac{b}{a}\frac{RI_3}{an}\left(m + 1 - m\frac{b}{a}\right)$$

ultima relație se mai poate scrie

$$\frac{d\Phi_3}{dt} = \frac{RI_3}{an}\left[\left(m + 1 - m\frac{b}{a}\right)\frac{b}{a} - \frac{m}{a}\right]$$

Pentru ca bascularea să se facă în mod corect, este necesar ca viteza de variație a fluxului din miezul 3 să fie mai mare decît viteza de variație a fluxului din miezul 2, adică :

$$E = \left|\frac{d\Phi_2}{dt}\right| - \left|\frac{d\Phi_3}{dt}\right| < 0.$$

Funcția $E(a,b)$ este o funcție de două variabile, la care se impun condițiile necesare pentru un extremum. Anularea derivatelor parțiale E'_a și E'_b furnizează un sistem de două ecuații cu două necunoscute care are soluțiile :

$$a = 2m^2 \quad \text{și} \quad b = m(2m+1)$$

Condiția de minimum este îndeplinită întrucît

$$(E''_{ab})^2 - E''_{aa} \cdot E_{bb} = -4m < 0.$$

Pentru $m = 1/2$ se găsesc soluțiile recomandate în literatură :

$$a = 1/2 \text{ și } b = 1.$$

În general însă, numărul optim de spire depinde de amplitudinea impulsurilor de excitație, fiind determinat prin relațiile :

$$n_1 = 2m^2 \cdot n$$

$$n_2 = m(2m+1) \cdot n$$

$$n_3 = n$$

Determinarea valorii lui n se poate face prin metodele, date în literatură, din condiția de utilizare optimă a energiei impulsurilor de comandă.

BIBLIOGRAFIE

[1] An Wang, Woo W. D. *Static magnetic storage and delay line.* In : J. Appl., vol 21, nr. 1, 1950.

[2] Martînov E. M. *Bescontactnie perekliuciaușiesia ustroiestva,* Gosenergoizdat, Moskva, 1958.

[3]. Zavolokina Z. I. *Magnitnie elementi v țifrovîh vicislitelnîh ustroistvah.* Gosenergoizdat, Moskva, 1958.

[4]. Karanaugh M. *Pulse – switching circuits using magnetic cores.* In : Proc. IRE, vol. 43, nr. 5, 1955.

[5]. An Wang *Maneticg triggers.* In : Proc. IRE, vol. 8, nr. 6, 1950.

[6]. An Wang *Magnetic delay line storage.* In : Proc. IRE, vol. 39, nr. 4, 1951.

[7] Sands E. A. *The behavior of rectangular hysterezis loop magnetic materiale under current pulse conditions.* In : Proc. IRE, vol. 40, nr. 10, 1952.

[8]. Koblenț G. *Besckontactnie spasobi telefonnoi komuutații,* Sviazizdat, Moskva, 1957.

[9]. Sands E. A. *An analysis of magnetic shift register operation.* In : Proc. IRE, vol. 41, nr. 8, 1953.

[10]. Cinencov L. A. Demin E. A. *Sovmestnoe primenenie polupprovodnicovîh priborov i feritov s priamoujolnoi petli ghisterezisa v commutaționîh impulsnîh scemah.* In : Izv. Vissih Ucebnih Zavedenii (Radiotehnica) nr. 3, 1958.

[11]. Cinencov L.A. Demin E. A. *Deliteli ciastoti s primeniem ferritov i poluprovdnicovîh triodov.* In : Electrosveazi, nr. 6, 1959.

Ing. EDUARD COSTINER

Analiza grafică a curentului în etajele amplificatoare de putere*

621.375 Amplificatoare

Proiectarea etajelor amplificatoare de putere se face pe baza integrării grafice a formei curentului. Regimul optim de lucru se determină prin încercări succesive laborioase.

Prin metoda grafică propusă se simplifică această proiectare. Se consideră integrarea grafică a curentului prin metoda trapezelor (4 ordonate) [1] :

$$A_0 = \frac{I_{a0}}{4}\left(\frac{I_M}{I_{a0}} + \frac{I_m}{I_{a0}} + 2\right),$$

$$A_1 = \frac{I_{a0}}{2}\left(\frac{I_M}{I_{a0}} - \frac{I_m}{I_{a0}}\right), \qquad (1)$$

$$A_2 = A_0 - I_{a0} = I_{a0}\left(\frac{A_0}{I_{a0}} - 1\right),$$

unde s-au folosit notațiile :

A_0 — componenta de curent continuu a curentului anodic

A_k — amplitudinea componentei curentului anodic pe armonica k a frecvenței semnalului la intrare $k = 1, 2, 3$.

I_M — valoarea curentului anodic pentru $\mu g = U_{gM} + E_g$

I_{a0} — valoarea curentului anodic pentru $\mu g = + E_g$

I_m — valoarea curentului anodic pentru $\mu g = - U_{gM} + E_g$

Pentru etajele ce lucrează în contratimp se folosește, pentru analiză, metoda celor opt ordonate și se obține :

$$A_0 = \frac{I_M + 2J_M + 2I_{a0}}{4}, \qquad (2)$$

$$A_1 = \frac{I_M}{2}\left(1 + \sqrt{2}\frac{J_M}{I_M}\right), \qquad (3)$$

$$A_3 = \frac{I_M}{2}\left(1 - \sqrt{2}\frac{J_M}{I_M}\right),$$

cu notația :

J_M valoarea curentului anodic pentru

$$U_g = \frac{U_{gM}}{\sqrt{2}} + E_g. \qquad (4)$$

Dacă semiunghiul de tăiere a curentului anodic este :

$$0 \leqslant \frac{3\pi}{4}, \qquad (5)$$

valoarea J_M (care trebuia extrasă din caracteristicile compuse) se poate obține direct din caracteristica individuală a tubului folosit.

* Comunicare la Sesiunea tehnico-științifică a Uzinelor „Electronica", 13–14 decembrie 1962.

Formulele ce se stabilesc pentru etajul în contratimp sînt valabile pentru :

$$\theta \leqslant \frac{3\pi}{4}$$

și apar erori pentru valorile componentei de curent continuu, puterii absorbite și a randamentului cu atît mai mari cu cît semiunghiul de tăiere a curentului anodic este mai mare decît $\frac{3\pi}{4}$.

Din formulele (1) și (3) se observă că valorile componentelor curentului anodic sînt dependente de o valoare de normare (I_{a0}, I_M) și de polinoame ce depind de valori normate.

Metoda ce se propune folosește aceasta, în scopul determinării directe a valorilor mărimilor ce interesează.

Pentru aceasta se construiesc pe caracteristica dinamică ABC (fig.1) triunghiurile dreptunghice OBA respectiv OBC astfel ca :

$$OB = BC, \tag{6}$$

$$OB \perp AC, \tag{7}$$

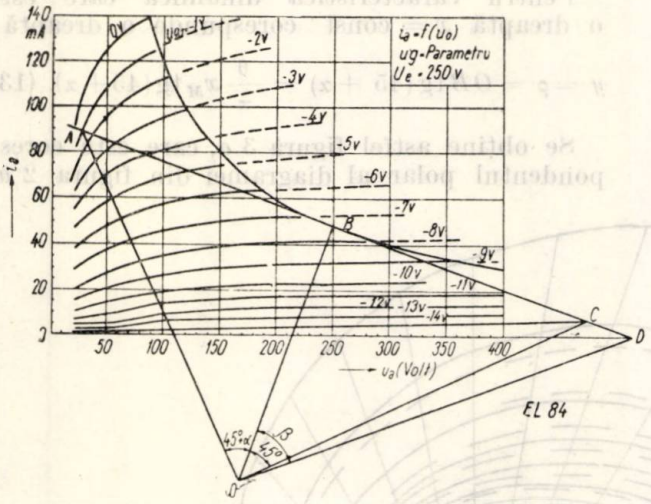


Fig. 1

determinîndu-se punctul 0 și unghiul BOA, notat pentru ușurarea calculelor cu $45° + \alpha$. De asemenea la intersecția caracteristicii dinamice cu axa $i_a = 0$ se află punctul D, care determină unghiul BOD notat în figura 1 cu β. Se obține :

$$A_0 = I_{a0} + I_{a0} \frac{\operatorname{ctg}\beta}{2} \cdot \frac{\operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}\alpha} = I_{a0} + A_2,$$

$$A_1 = I_{a0} \operatorname{ctg}\beta \frac{1}{1 - \operatorname{tg}\alpha},$$

$$A_2 = I_{a0} \frac{\operatorname{ctg}\beta}{2} \cdot \frac{\operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}\alpha}.$$

Coeficientul de distorsiune de neliniaritate are valoarea :

$$\delta_2 = \frac{A_2}{A_1} = \frac{\operatorname{tg}\alpha}{2}. \tag{8}$$

Din cele arătate rezultă că prin construcția pe o foaie transparentă a figurii $OABD$ se pot determina direct :

— din poziția punctului A coeficientul de distorsiuni de neliniaritate ;

— fundamentala și

— creșterea componentei de curent continuu.

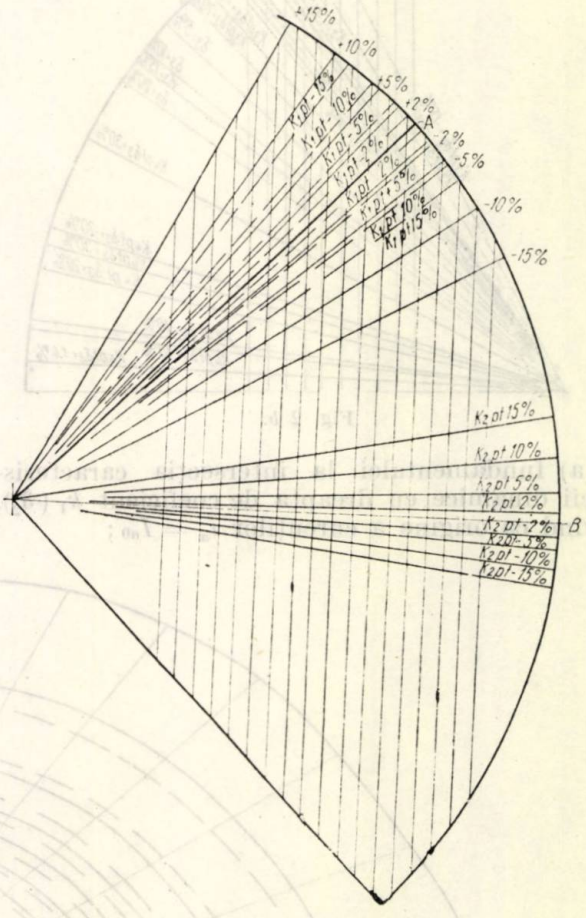


Fig. 2 *a*.

Pentru aceasta se trasează pe aceeași foaie transparentă, avînd OB ca axă de referință, drepte cu coeficientul unghiular :

$$K_1 = \frac{1}{1 - 2\delta_2}, \tag{9}$$

$$K_2 = \frac{\delta_2}{1 - 2\delta_2}. \tag{10}$$

Pe aceste drepte se va indica cărui coeficient de distorsiuni de neliniaritate corespund.

Modul de lucru este următorul:

— se dă o mișcare de translație figurii 2 *a*, astfel ca perpendicularele pe OB să rămînă paralele cu caracteristica dinamică pînă cînd punctul $i_a = I_m$ se situează pe semidreapta OC;

— se citește pentru $i_a = I_M$ coeficientul de distorsiuni de neliniaritate;

— corespunzător acestui coeficient de distorsiuni se citește valoarea:

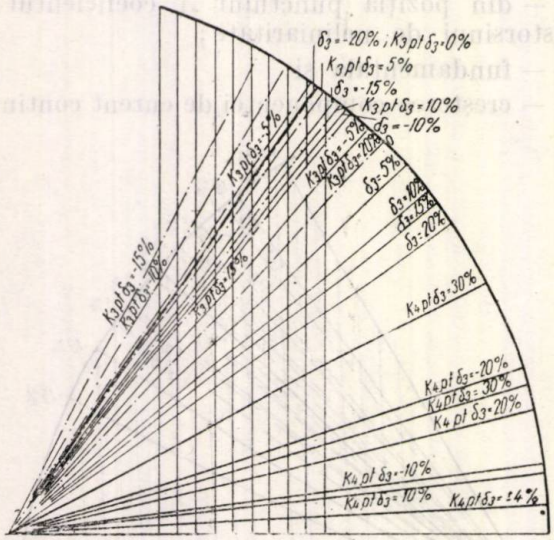


Fig. 2 *b*.

a) fundamentalei la intersecția caracteristicii dinamice cu dreapta de coeficient k_1 (δ_2), avînd ca origine a curenților $i_a = I_{a0}$;

b) armonicii a doua la intersecția caracteristicii dinamice cu dreapta de coeficient k_2 (δ_2), avînd ca origine a curenților $i_a = I_{a0}$. Aceasta este egală cu creșterea componentei de curent continuu la funcționarea în sarcină.

Metoda arătată este greoaie, datorită necesității mișcării de translație a figurii 2 *a*.

În scopul evitării acestor dificultăți se înlocuiește translația printr-o rotație. Aceasta impune construirea unei diagrame în care la fiecare dreaptă $OB = \text{const}$ corespunde o dreaptă $\theta = \text{const}$.

Deoarece în planul caracteristicilor considerate sînt segmente pozitive $y > 0$ ($y = i_a - I_{a0}$) și negative $y < 0$ se consideră semiplanul.

$$0 \leqslant \theta \leqslant \pi \text{ corespunzător la } y \geqslant 0,$$
$$\pi \leqslant \theta \leqslant 2\pi \text{ corespunzător la } y \leqslant 0. \tag{11}$$

Considerînd valoarea maximă necesară a lui OB egală cu $(OB)_M$, este necesar ca această variație să corespundă la o variație a lui θ de π radiani, deci corespondența variabilelor independente va fi:

$$\theta = \pi \frac{OB}{(OB)_M}. \tag{12}$$

Pentru caracteristica dinamică care este o dreaptă $x = \text{const}$ corespunde o dreaptă:

$$y = \rho = OB \operatorname{tg}(45 + \alpha) = \frac{\theta}{\pi} x_M \operatorname{tg}(45 + \alpha). \tag{13}$$

Se obține astfel figura 3 *a*, care este corespondentul polar al diagramei din figura 2 *a*.

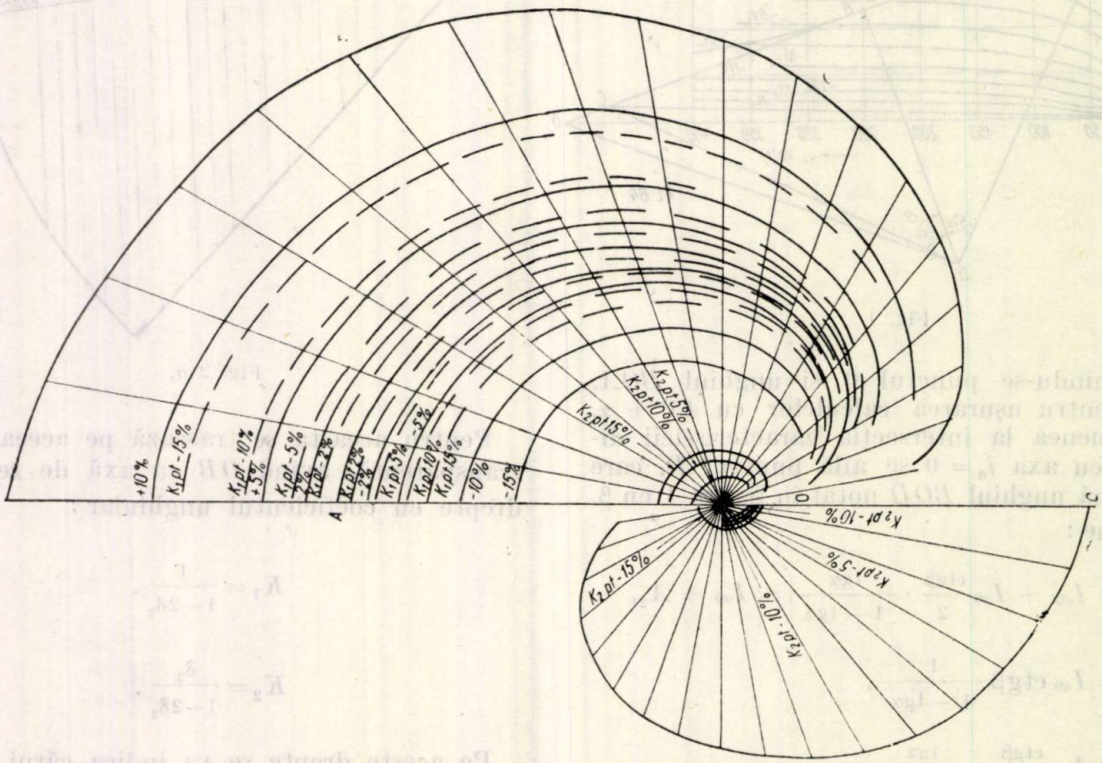


Fig. 3 *a*.

Pentru a determina performanțele amplificatorului de putere se procedează astfel:

1. Se fixează originea (punctul 0) în punctul static de funcționare.

2. Se rotește diagrama pînă cînd vîrful inferior al caracteristicii dinamice (corespunzător valorii I_m) se găsește pe arcul inferior C.

3. Se citește în punctul corespunzător valorii I_M coeficientul de distorsiune δ_2.

4. La intersecția caracteristicii dinamice cu curbele $k_1(\delta_2), k_2(\delta_2)$ se citește valoarea fundamentalei și armonicii a doua, avînd origine I_{a0}.

De remarcat că utilizarea acestei diagrame nu mai necesită nici măcar trasarea caracteristicii dinamice, deoarece ea este tocmai dreapta $\theta = \text{const}$ trasată pe diagramă.

Construind același triunghi OBA (fig.4), cît și triunghiul OAE în care:

$$\operatorname{tg} EOB = \sqrt{2} \tag{15}$$

se obține:

$$A_0 = \frac{I_{a0}}{2} + I_M \frac{0{,}6 + 0{,}1 \operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}\alpha}$$

$$A_1 = \frac{I_M}{1 - \operatorname{tg}\alpha} \tag{3'}$$

$$A_3 = I_M \frac{\operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}\alpha}$$

$$\delta_3 = -\operatorname{tg}\alpha$$

În acest triunghi, punctul A, corespunde intersecției caracteristicii dinamice cu caracteristica statică corespunzătoare tensiunii $U_g = \frac{U_{gM}}{\sqrt{2}} + E_g$ și are înscris coeficientul de distorsiuni de neliniaritate, respectiv (fig. 2 *b*).

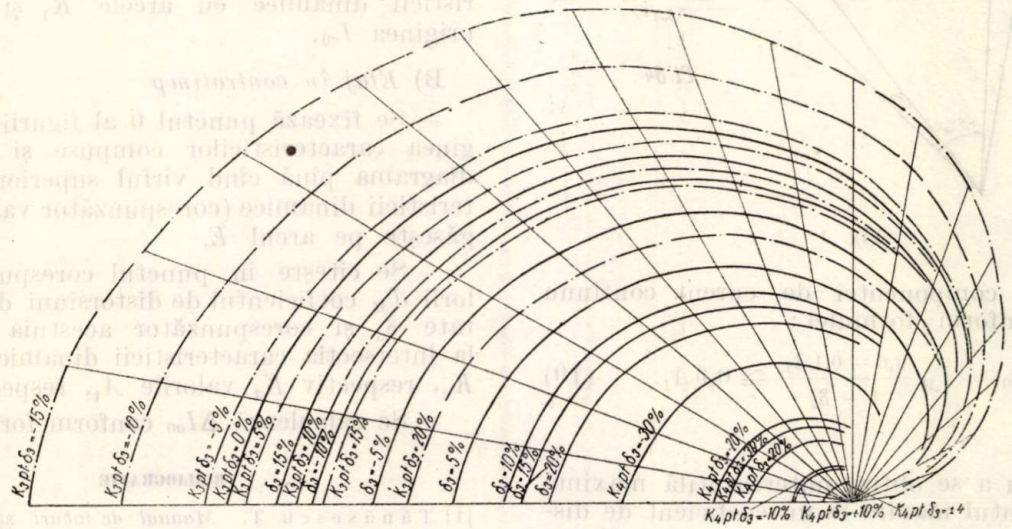


Fig. 3 *b*.

Din [9] rezultă că este indicat, la proiectare, să se aleagă punctul de funcționare, astfel încît armonica a doua să fie în fază cu fundamentala, adică să aibă loc limitarea inferioară a pulsului de curent. În acest caz, fundamentala este mai mare la un același coeficient de distorsiuni de neliniaritate.

Din expresia:

$$\eta_1 = \frac{R_a I_{a0} \operatorname{ctg}\beta}{E_a} \frac{1}{(1 - 2\delta_2)\, 1 - \delta_2 (2 - \operatorname{ctg}\beta)] } \tag{14}$$

rezultă că și randamentul etajului amplificator de putere este mai mare, dacă armonica a doua este în fază cu fundamentala.

Metoda este indicat a fi folosită la etajele amplificatoare de putere cu triodă la care amplitudinea armonicii a doua le depășește pe celelalte.

O metodă similară se poate aplica și în cazul etajelor finale care lucrează în contratimp.

Avîndu-se în vedere simetria caracteristicilor compuse, se consideră doar semiplanul superior.

Fundamentala se află ducînd drepte cu coeficientul:

$$K_3 = \frac{1}{1 - \operatorname{tg}\alpha} = \frac{1}{1 + \delta_3} \tag{16}$$

și știind că:

$$A_1 = K_3 I_M. \tag{17}$$

Similar se obține armonica a III-a prin trasarea dreptelor cu coeficientul unghiular

$$K_4 = \frac{\operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}\alpha} = \frac{\delta_3}{1 + \delta_3} \text{ unde } A_3 = K_4 I_M. \tag{18}$$

Similar cu proiectarea etajului simplu se va lucra în coordonate polare cu transformările (12) și (13) (fig. 3 *b*). Din expresia (3') se observă că pentru același coeficient de distorsiuni de neliniaritate este preferabil a se lucra cu armonica a III-a în antifază cu fun-

damentala, obținîndu-se astfel puterea utilă și randamentul mai mare.

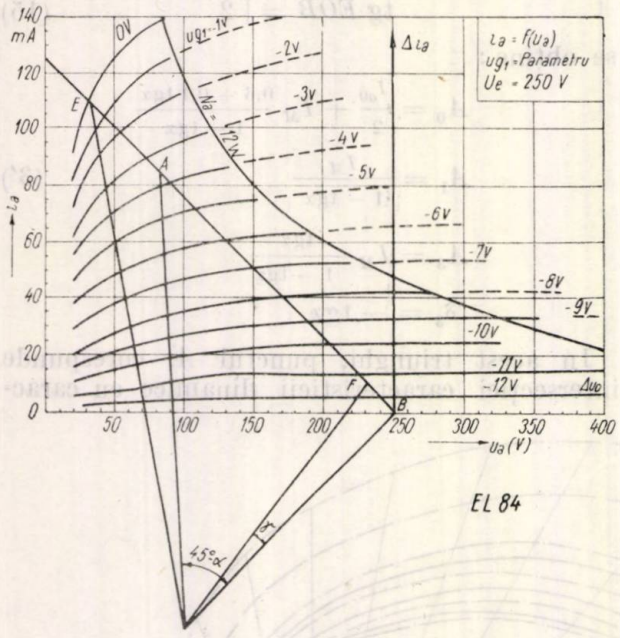


Fig. 4

Creșterea componentei de curent continuu se află conform formulei:

$$\Delta I_{a0} = I_M \frac{0{,}6 - 0{,}1\,\delta_3}{1 + \delta_3} \cong 0{,}6 A_1. \qquad (19)$$

CONCLUZII

1. Pentru a se obține puterea utilă maximă și randamentul maxim la un coeficient de distorsiuni de neliniaritate impus, este indicat:

— pentru etajul simplu, ca armonica a II-a să fie în fază cu fundamentala;

— pentru etajul în contratimp, ca armonica a III-a să fie în antifază cu fundamentala.

2. Pentru a se proiecta un etaj amplificator de putere se procedează în felul următor:

A) *Etaj simplu*

— Se fixează punctul 0 al figurii 3 *a* în punctul static de funcționare și se rotește diagrama pînă cînd vîrful inferior al caracteristicii dinamice (corespunzător valorii I_m) se găsește pe arcul inferior C.

— Se citește în punctul corespunzător valorii I_M coeficientul de distorsiuni de neliniaritate δ_2, iar corespunzător valorii lui δ_2 se citesc valorile A_1 și A_2 la intersecția caracteristicii dinamice cu arcele K_1 și K_2 avînd originea I_{a0}.

B) *Etaj în contratimp*

— Se fixează punctul 0 al figurii 3 *b* în originea caracteristicilor compuse și se rotește diagrama pînă cînd vîrful superior al caracteristicii dinamice (corespunzător valorii I_M) se găsește pe arcul E.

— Se citește în punctul corespunzător valorii J_M coeficientul de distorsiuni de neliniaritate δ_3 și corespunzător acestuia se citește la intersecția caracteristicii dinamice cu arcul K_3, respectiv K_4 valorile A_1, respectiv A_3.

— Se calculează ΔI_{a0} conform formulei (19).

BIBLIOGRAFIE

[1] Tănăsescu T. *Manual de tuburi și circuite electronice*. Ed. Acad. R.P.R. vol. II, p. 252—255.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

Radioreceptorul S 605 T_2 „Turist"

621.396.62 Radioreceptoare

Este singurul aparat portabil tranzistorizat de tip poșetă care se va fabrica în anul 1963, avînd la bază schema electrică a radioreceptorului „Sport".

Cu majoritatea pieselor componente fabricate în țară, radioreceptorul „Turist" este prezentat sub forma unei valize, din piele, prevăzută cu o curea de susținere de lungime reglabilă (fig. 1).

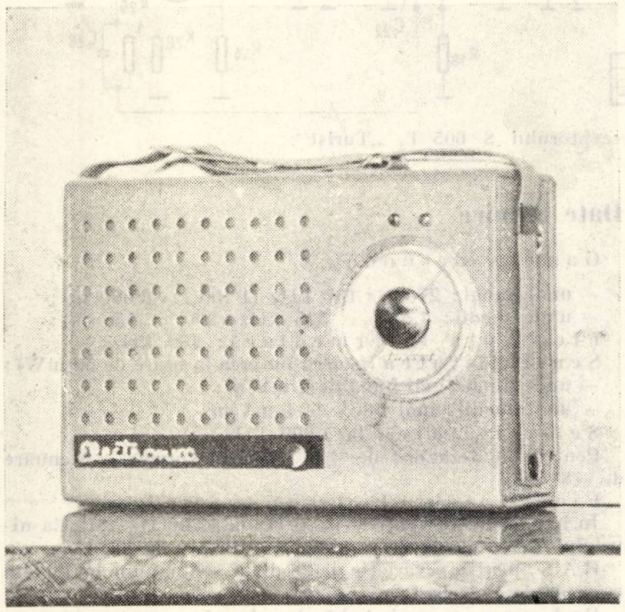


Fig. 1. Fotografia radioreceptorului S 605 T_2 „Turist".

Particularități constructive

Soluția constructivă aleasă este simplă pe blocuri funcționale realizate pe plăci cu cablaje imprimate. Legăturile dintre blocurile funcționale se fac cu ajutorul unor contacte mobile, care permit o montare ușoară a aparatului. Cele două blocuri funcționale (F.I. și A.F.) sînt complet separate, deci se pot utiliza și în alte radioreceptoare. Plăcile cu cablaj imprimat permit așezarea pieselor numai pe o singură față, lucru ce ușurează mult manopera, lipiturile executîndu-se prin cufundarea plăcii în baie.

Comutatorul de game cu două poziții este de construcție simplă avînd dimensiuni foarte reduse.

Miniaturizarea filtrelor F.I. este posibilă prin utilizarea unui circuit magnetic închis. Carcasele sînt executate din polietilenă.

Pentru a se realiza o economie de piese și o curbă de aliniere mai bună, condensatorul variabil folosit (de gabarit redus) are cele două secțiuni neegale și anume în valoarea capacității secțiunii oscilatorului se include și valoarea paderului.

Conectarea bateriilor este realizată cu ajutorul unei chei de contact foarte simplă. Bateriile de alimentare sînt așezate într-o pungă de material plastic, pentru a se evita deteriorarea aparatului datorită mustirii electrolitului din bateriile uzate.

Difuzorul folosit este extraplat cu magnet permanent 0,5 VA, cu diametrul de 127 mm.

Pe șasiul metalic al aparatului se prind cele două plăci cu cablaj imprimat, condensatorul variabil, potențiometrul și bara de ferită.

Ca o particularitate specifică radioreceptorului Turist este lipsa transformatorului de ieșire. Datorită impedanței de ieșire scăzută a etajului final, nu mai este nevoie de transformator de adaptare la difuzor. Bobina mobilă a difuzorului are o impedanță relativ mare (20 Ω), astfel că a fost posibilă eliminarea transformatorului de ieșire.

Descrierea sumară a radioreceptorului

Montaj tip superheterodină, cu cablaj imprimat, echipat cu șapte tranzistoare și două diode cu germaniu, funcționînd pe două game de undă (U.L. și U.M.). Pentru captarea semnalelor se folosește o antenă interioară de ferită, care prezintă un important efect directiv; de asemenea se poate folosi și o antenă exterioară auto, care se conectează la borna specială a aparatului.

Dimensiunile radioreceptorului sînt $230 \times 150 \times 70$ mm, iar greutatea de 1,250 kg (inclusiv bateriile de alimentare).

Alimentarea aparatului se face sub o tensiune de 9 V de la două baterii plate de 4,5 V (în serie) montate în interior. Bateriile asigură funcționarea normală a radioreceptorului timp de aproximativ 200 ore (utilizare intermitentă).

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2), se observă următoarele:

Circuitul de intrare poate funcționa fie cu antenă exterioară, fie cu antenă interioară cu miez din ferită.

În circuitul oscilatorului se folosește pentru ambele game de undă (U.L. și U.M.) aceeași inductanță L_5, aceasta în scopul de a se putea folosi un comutator cu două contacte de construcție foarte simplă și dimensiuni foarte mici.

Etajul convertor este echipat cu tranzistorul EFT 307. Frecvența intermediară de lucru este de 480 kHz, de aceea în etajul convertor și etajele de F.I s-au ales tranzistoare care să aibă frecvența de tăiere mult mai mare decît frecvența de lucru a etajelor și anume: EFT 307 și EFT 306, în montaj cu emiter la masă. Pentru funcționarea stabilă a etajului convertor funcție de temperatură s-a introdus o reacție negativă în c.c., în care scop s-a pus în emiterul tranzistorului rezistența $R_4 = 2{,}2$ kΩ. În vederea asigurării unui RAS suplimentar s-a prevăzut în colectorul acestui tranzistor rezistența $R_3 = 470$ Ω. Tensiunea de alimentare a etajului convertor și etajelor F.I. este de aproximativ 8 V.

Amplificatorul de frecvență intermediară este constituit din două etaje care asigură o amplificare de circa 50 dB.

Etajul F.I. 1 este echipat cu tranzistorul EFT 307, iar etajul F.I. 2 cu tranzistorul EFT 306. În emiterele celor două tranzistoare s-au introdus rezistențele R_6 și R_{11} de 1 kΩ în scopul asigurării unei funcționări stabile a etajelor funcție de temperatură. Aceste rezistențe s-au decuplat prin condensatoarele C_{13} și C_{17} de 50 nF pentru a împiedica apariția unei reacții negative; condensatoarele de 50 nF prezintă la frecvența de 480 kHz o impedanță foarte mică (circa 6 Ω). În colectorul tranzistorului EFT 307 s-a introdus o rezistență de filtraj $R_7 = 2{,}2$ kΩ, care este de asemenea decuplată prin condensatorul C_{14} de 50 nF. Transformatoarele F.I. au numai cîte un circuit acordat, respectiv primarul, ceea ce face ca selectivitatea aparatului să fie mai slabă decît la tuburile electronice. De asemenea lărgimea de bandă transmisă este mai redusă, banda de trecere mai neuniformă și ca urmare fidelitatea electrică a aparatului este scăzută.

Detecția este realizată cu ajutorul unei diode cu cristal de germaniu EFD 107 (D_1).

Amplificatorul de audiofrecvență (A.F.) cuprinde trei etaje și anume: un etaj preamplificator, un etaj amplificator defazor și un etaj final.

Etajul preamplificator A.F., echipat cu tranzistorul EFT 351, lucrînd în clasa A, furnizează puterea necesară pentru excitarea defazorului. Rezistența $R_{17} = 1$ kΩ stabilizează potențialul emiterului la variații de temperatură, iar rezistența $R_{18} = 48$ Ω mărește impedanța de intrare a etajului și culege totodată tensiunea de reacție.

Etajul amplificator defazor, echipat cu tranzistorul EFT 351 în montaj cu emiterul la masă, lucrînd în clasa A, furni-

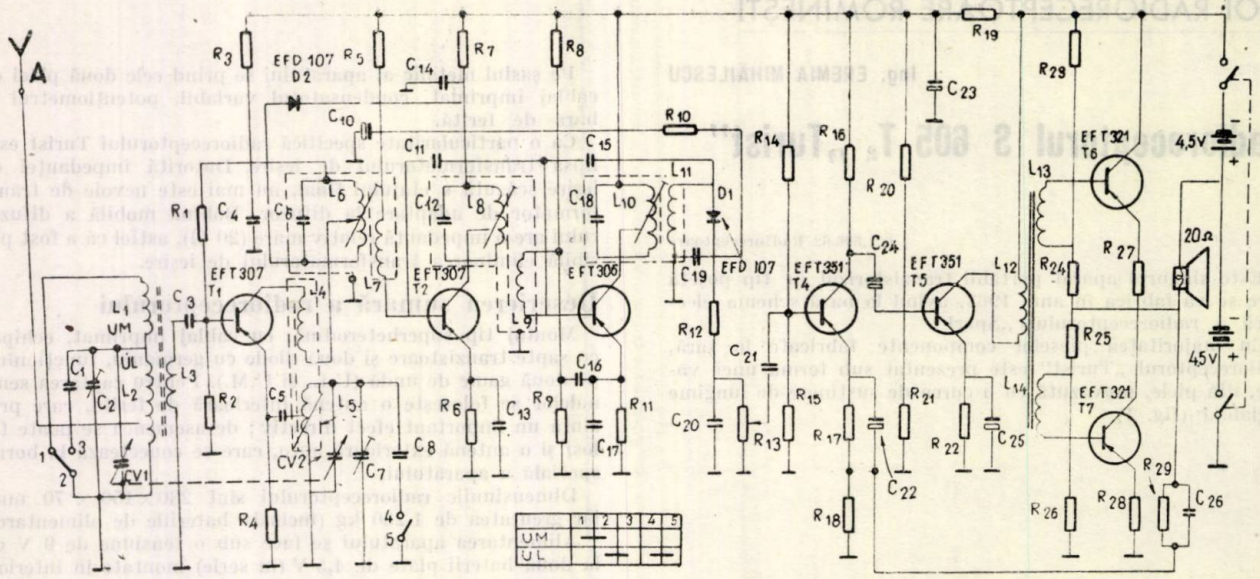


Fig. 2. Schema de principiu a radioreceptorului S 605 T_2 „Turist".

zează puterea necesară pentru excitarea etajului final. Rezistența $R_{22} = 470\ \Omega$ stabilizează potențialul emiterului la variațiile de temperatură pentru a împiedica o reacție locală; această rezistență se decuplează cu condensatorul $C_{25} = 50\ \mu F$.

Etajul final este realizat cu două tranzistoare EFT 321, care admit la 25°C o putere de disipație de 150 W. Etajul lucrează în contratimp clasa *B* cu emiterul la masă. Rezistențele R_{27} și R_{28} de cîte 4,7 Ω, au rolul de a stabiliza potențialul emiterului la variațiile de temperatură.

Potențialul bazelor este fixat la fiecare tranzistor prin cîte un divizor potențiometric montat direct între plusul și minusul bateriei de alimentare.

Reglajul automat al sensibilității (RAS) se realizează obișnuit ca la receptoarele cu tuburi electronice, aplicîndu-se la primul etaj F.I. (baza tranzistorului T_2) o tensiune continuă pozitivă ce este proporțională cu semnalul aplicat. Această tensiune se aplică prin rezistența $R_{10} = 10\ k\Omega$ și condensatorul de filtraj $C_{10} = 10\ \mu F$. În cazul tranzistoarelor din cauza caracteristicilor lor de intrare, acest singur RAS nu este suficient, de aceea în paralel cu circuitul primului transformator F.I. se conectează o diodă (D_2 = EFD 107) care la semnale mici, fiind polarizată invers, prezintă o rezistență foarte mare. La semnale mari însă rezistența diodei este mică și ea se deblochează și amortizează circuitul transformatorului F.I., micșorînd astfel amplificarea primului etaj (convertor). Pentru ca dioda D_2 să nu conducă la semnale mici, este polarizată inițial în sens invers (sensul de blocare) cu circa 0,6 V. La semnale mari intră în acțiune RAS-ul obișnuit, care constă în aplicarea pe baza tranzistorului T_2 (EFT 307) a unei tensiuni pozitive care modifică curentul I_c al tranzistorului micșorîndu-l. Variația curentului I_c produce o variație a polarizării diodei de amortizare (D_2), astfel încît la semnale de intrare suficient de mari căderea de tensiune pe diodă se anulează și chiar își schimbă polaritatea. În acest caz, dioda se deblochează și amortizează puternic circuitul acordat din colector micșorînd corespunzător amplificarea etajului convertor.

În scopul reducerii distorsiunilor de neliniaritate, se realizează o reacție negativă globală pe toate etajele de audiofrecvență. Tensiunea de reacție negativă se aplică de la bornele difuzorului prin divizorul de tensiune $R_{29} = 10\ k\Omega$, $C_{26} = 500$ pF, $R_{18} = 47\ \Omega$ la emiterul tranzistorului T_4 (EFT 351).

Se remarcă de asemenea în schema de principiu introducerea neutrodinării în etajele de frecvență intermediară pentru a se evita intrarea etajelor în oscilație. Această neutrodinare se realizează cu ajutorul condensatoarelor C_{11} (56 pF) și C_{15} (33 pF).

Date tehnice

Gamele de undă:

— unde lungi: 270 ... 150 kHz (1 100 ... 2 000 m);
— unde medii: 1 500 ... 525 kHz (200 ... 550 m);

Frecvența intermediară: 480 kHz;

Sensibilitatea (pentru puterea la ieșire de 50 mW);
— unde lungi: mai bună de 2 mV/m;
— unde medii: mai bună de 1 mV/m.

Selectivitatea la 1 000 kHz:
Pentru un dezacord de ± 9 kHz corespunde o atenuare de 18 dB.

Fidelitatea electrică la 1 000 kHz:
În banda de frecvențe de la 80 Hz la 1 700 Hz variația nivelului de ieșire este de maximum 6 dB față de 400 Hz.

RAS: pentru o variație de 26 dB a semnalului la intrare corespunde la ieșire o variație de 6 dB.

Puterea nominală la ieșire: este mai mare de 250 mW cu 10 % distorsiuni, măsurată pe o sarcină neinductivă de 20 Ω.

Consumul pentru o audiție normală este de aproximativ 35 mA.

Difuzorul este permanent dinamic, cu magnet ticonal, cu impedanța de 20 Ω.

Tranzistoare:
— 2 buc. EFT 307 — schimbător de frecvență și amplificator F.I.;
— 1 buc. EFT 306 — amplificator F.I.;
— 2 buc. EFT 351 — preamplificator audiofrecvență și amplificator defazor;
— 2 buc. EFT 321 — etaj final în contratimp.

Diode:
— 2 buc. EFD 107 — detecție și reglaj automat al sensibilității.

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

(A se vedea schema de principiu din figura 2)

Rezistențe chimice

1. R_1, R_{15}	22 kΩ	± 10 % — 0,25 W
2. R_2	4,7 kΩ	± 10 % — 0,25 W
3. R_3	470 Ω	± 10 % — 0,25 W
4. R_4, R_7, R_{12}	2,2 kΩ	± 10 % — 0,25 W
5. R_5, R_{14}	120 kΩ	± 10 % — 0,25 W

6. R_6, R_{11}, R_{17} — 1 kΩ ± 10 % — 0,25 W
7. R_8 — 39 kΩ ± 10 % — 0,25 W
8. R_9 — 3,9 kΩ ± 10 % — 0,25 W
9. R_{10}, R_{20}, R_{29} — 10 kΩ ± 10 % — 0,25 W
10. R_{16}, R_{21} — 6,8 kΩ ± 10 % — 0,25 W
11. R_{18} — 47 Ω ± 10 % — 0,25 W
12. R_{19} — 150 Ω ± 10 % — 0,25 W
13. R_{22} — 470 Ω ± 10 % — 0,25 W
14. R_{23}, R_{25} — 1,5 kΩ ± 10 % — 0,25 W
15. R_{24}, R_{26} — 56 Ω ± 10 % — 0,25 W
16. R_{27}, R_{28} — 4,7 Ω ± 10 % — 0,25 W

Potențiometru chimic

17. R_{13} — 5 kΩ log

Condensatoare ajustabile

18. C_2 (intrare U.M.) — max. 20 pF
19. C_7 (oscilator U.M.) — „ 20 pF

Condensatoare styroflex

20. C_1 — 88 pF ± 2,5 % — 125 V
21. C_6, C_{12}, C_{18} — 280 pF ± 2,5 % — 125 V
22. C_5 — 20 nF ± 20 % — 25 V
23. C_9 — 240 pF ± 2,5 % — 125 V

Condensatoare ceramice plachetă

24. C_3, C_4, C_{13}, C_{14}, C_{16}, C_{17}, C_{21} — 50 nF — 20 % + 80 % — 30 V
25. C_{11} — 56 pF + 5 % — 70 V
26. C_{15} — 33 pF ± 5 % — 70 V
27. C_{19}, C_{20} — 25 nF — 20 % + 80 % — 30 V
28. C_{26} — 500 pF ± 10 % — 70 V.

Condensatoare electrolitice miniatură

29. C_{10} — 10 μF — 6/8 V
30. C_{22} — 25 μF — 6/8 V
31. C_{23} — 200 μF — 12/15 V
32. C_{24} — 5 μF — 12/15 V
33. C_{25} — 50 μF — 6/8 V

Condensator variabil cu aer (dublu)

34. $CV_1 + CV_2$ — 120 + 280 pF

Tranzistoare

35. T_1, T_2 — EFT 307
36. T_3 — EFT 306
37. T_4, T_5 — EFT 351
38. T_6, T_7 — EFT 321

Diode cu germaniu

39. D_1, D_2 — EFD 107

Cronică

Rezultate și perspective ale radioelectronicii cuantice

În cadrul radioelectronicii, una din științele de bază ale timpurilor noastre, radioelectronica cuantică ocupă un loc important. Deși foarte tînără, născută în 1954 prin lucrările lui N. Basov și A. Prohorov — laureați ai premiului Lenin — , datorită rezultatelor obținute pînă în prezent și a perspectivelor ce se deschid în fața sa, un număr tot mai mare de cercetători din întreaga lume abordează acest domeniu. La fel cu multe alte domenii ale științei, radioelectronica cuantică interesează, și la dezvoltarea ei își aduc contribuția specialiști de diferite profiluri: fizicieni, electroniști, radiotehnicieni, chimiști. În mod corespunzător, rezultatele radioelectronicii cuantice sînt folosite sau în curs de a fi folosite în diverse domenii ale științei și tehnicii; fizica (studiul structurii și a proprietăților corpurilor, radiospectroscopia), telecomunicațiile (comunicațiile cosmice și terestre), radioastronomia, electronica medicală și biologică sînt numai cîteva dintre acestea.

Mărturie a acestui interes a fost și cel de-al treilea Congres Internațional de Electronică Cuantică ce a avut loc la Paris între 11 și 15 februarie 1963. Congresul s-a bucurat de o largă și calificată participare: peste 1 200 specialiști ai domeniului printre care N. Basov, A Prohorov, W. E. Lamb, C. H. Townes, N. Bloembergen, A. Kastler, P. Grivet. În cadrul celor două secții au fost prezentate 49 de referate și 95 de comunicări tratînd atît aspecte pur științifice cît și tehnice și de aplicație. Printre lucrările admise la Congres a fost și aceea realizată la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R., sub conducerea Profesorului I. Agîrbiceanu „Contribuții la studiul Laserilor cu gaz".

Radioelectronica cuantică prin crearea generatoarelor și amplificatoarelor cuantice (Maser, Laser) deschide căi de rezolvare a unora dintre problemele ridicate de dezvoltarea radioelectronicii, permite să se îmbunătățească performanțele aparatajului radioelectronic, a celui de telecomunicații.

Noua cale de generare a oscilațiilor coerente prin emisia stimulată a radiației a permis să se obțină frecvențe cu o stabilitate deosebit de bună. Pe baza cercetărilor făcute s-a ajuns astăzi la realizarea de standarde de frecvențe cu o stabilitate de lungă durată de 10^{-11}. Acest lucru dă posibilitatea ca timpul să fie determinat mai precis iar lungimile să fie măsurate mai exact.

Generatoarele cuantice din domeniul optic crează fascicule extrem de concentrate. Directivitatea este limitată numai de apariția fenomenelor de difracție, ajungîndu-se la 10^{-6} unghi solid. Aceasta conduce la o îmbunătățire substanțială a reperajului spațial, lucru deosebit de important în astronomie sau în conducerea și urmărirea sateliților artificiali, precum și a navelor cosmice. Bazat pe această concentrare a fasciculelor și energiile obținute sînt foarte mari: 50 Joule cu densități de 10^6 W/cm², ceea ce dă posibilitatea să se facă studii interesante privind structura materiei, în medicină și biologie sau să se realizeze unele procese tehnologice industriale.

Atît nevoile cercetării științifice, cît și cele ale tehnicii telecomunicațiilor pretind, din ce în ce mai mult, cucerirea a noi și noi game de frecvențe. Realizarea Maserilor în domeniile γ, infraroșu și ultraviolet, alături de cei din benzile *S*, *X* și vizibil, reprezintă importanți pași în calea rezolvării acestor nevoi. Pînă acum însă nu s-a reușit să se acopere domeniul infraroșului apropiat si să se facă legătura între infraroșu și microunde.

Amplificatorele cuantice au nivelul propriu de zgomot cel mai scăzut întîlnit la vreun sistem de amplificare; temperatura echivalentă de zgomot depășește numai cu puțin 1°K. Sensibilitatea acestor amplificatoare, a ajuns astăzi să fie de 10 cuante, față de 1 cît este limita teoretică. Prin crearea amplificatoarelor cuantice, radioastronomia a primit instrumente de investigație deosebit de sensibile. Încercările de a realiza comunicații, atît cosmice cît și terestre, cu ajutorul Laserilor au dat rezultate promițătoare. Lucrîndu-se în domeniul lungimilor de undă foarte mici, numărul canalelor pentru transmiterea informațiilor, folosind o tehnică de modulare și demodulare potrivită, pot fi crescute deosebit de mult. O nouă tehnologie ce leagă strîns electronica de optică și-a făcut apariția.

Datorită performanțelor remarcabile și a posibilităților pe care le au Maserii optici, atenția principală a cercetătorilor este îndreptată spre studiul și perfecționarea acestora. Faptul acesta s-a observat și cu ocazia Congresului, unde cea mai

mare parte a comunicărilor prezentate tratau probleme legate de acest grup de dispozitive.

Corpul solid, structurile cristale — şi altele decît rubinul — constituie materiale potrivite pentru realizarea Maserilor cu mai multe niveluri. Compusul GaAs, de exemplu, are un randament cuantic foarte ridicat. O realizare nouă şi promiţătoare este Maserul cu fotoni.

Dezvoltarea cercetărilor din domeniul electronicii cuantice, care s-a produs în special în ultimii doi—trei ani, a condus la obţinerea de rezultate aplicabile din ce în ce mai numeroase. Salonul Internaţional de Electronică, organizat la Paris în acelaşi timp cu Congresul, şi care cuprindea un stand cu aparataj din domeniul electronicii cuantice, a fost o bună ilustrare a acestui lucru. În paralel cu cercetarea fundamentală, în electronica cuantică, astăzi se fac din ce în ce mai mult cercetări cu caracter tehnic—aplicativ, în care rolul inginerilor electronişti şi de telecomunicaţii creşte mereu.

Sesiunea tehnico-ştiinţifică organizată în cadrul Uzinelor Electronica

În scopul concretizării rezultatelor obţinute în uzină pe linia cercetărilor tehnico-ştiinţifice în legătură cu ridicarea nivelului tehnic al producţiei, a îmbunătăţirii calităţii produselor şi creşterea siguranţei lor în funcţionare, Comisia de Ingineri şi Tehnicieni în colaborare cu Cabinetul Tehnic al Uzinelor Eletronica a organizat o sesiune tehnico-ştiinţifică, care s-a desfăşurat în sala de şedinţe a Consiliului Local al Sindicatelor Oraş Bucureşti în zilele de 29 şi 30 iunie 1963.

S-au prezentat în cadrul acestei sesiuni 13 comunicări în legătură cu problemele actuale ale uzinei, însoţite de studii experimentale şi măsurători cu aplicabilitate în producţie, cîteva din ele fiind deosebit de importante pentru îmbunătăţirea procesului de proiectare, ridicarea nivelului tehnic al producţiei şi creşterea siguranţei în funcţionare a aparaturii radio-electronice.

Dintre cele 13 lucrări prezentate, 3 au tratat problema siguranţei în funcţionare a aparaturii radioelectronice, 4 s-au ocupat de problema feritelor utilizate în radiotehnică şi 6 au avut specific de electronică aplicată în domeniul realizării noilor aparate.

Prezentăm cîteva consideraţii asupra unora dintre comunicările mai importante prezentate în cadrul sesiunii tehnico-ştiinţifice, arătînd şi aplicabilitatea lor în producţia uzinelor Electronica :

— Tov. ing. Cătuneanu Vasile a prezentat comunicarea *Problema toleranţelor şi erorilor de producţie în teoria siguranţei în funcţionare a aparatelor radioelectronice*, în care tratează teoretic şi cu exemplificări practice acea latură a teoriei siugranţei în funcţionarea aparaturii radioelectronice, care se referă la erorile de producţie şi influenţa lor asupra parametrilor de ieşire ai schemelor radioelectronice. Autorul prezintă legea normală de distribuţie a erorilor de producţie şi principiile de calcul al toleranţelor schemelor radioelectronice, ţinînd seamă de deviaţiile admisibile ale parametrilor elementelor componente în procesul de fabricaţie. Prezintă de asemenea metodica de determinare a toleranţelor parametrilor elementelor componente ale schemelor pentru a asigura parametrii de ieşire ai schemelor în limitele impuse de o înaltă siguranţă în funcţionarea aparaturii radio-electronice.

— Tov. ing. Mircea Rodica a prezentat comunicarea *Metode pentru îmbunătăţirea stabilităţii termice a feritelor utilizate în domeniul frecvenţelor înalte*, care prezintă pentru uzină o deosebită importanţă. În prima parte a lucrării autorul prezintă partea teoretică a problemei şi anume factorii care influenţează permeabilitatea iniţială şi modul cum variază aceasta cu temperatura. În partea a II-a se prezintă rezultatele cercetărilor întreprinse în uzină pentru realizarea unei ferite pentru înaltă frecvenţă cu o stabilitate termică bună. S-a cercetat influenţa adaosului de C_0O a temperaturii de presinterizare şi a temperaturii de sinterizare. Rezultatele fructuoase ale acestor cercetări vor fi aplicate în producţie în anul 1963—1964 pentru realizarea miezurilor magnetice stabile termic.

— Colectivul ing. V. Tanach (Uz. Electronica), ing. L. Stănciulea, ing. B. David şi fiz. A. Friedmann (I.C.E.T.), au prezentat comunicarea *Realizări în domeniul unor noi tipuri de ferite pentru frecvenţe ridicate; ferite perminvar*, care se referă la un nou grup de ferite, a căror cercetare s-a dezvoltat intens în ultimii ani. Autorii au prezentat particularităţile acestei categorii de ferite, cauzele care determină apariţia efectului perminvar, relaţiile dintre tehnologia de elaborare şi caracteristicile acestor ferite, precum şi cauzele pierderilor reduse în înalta frecvenţă. În mod deosebit au prezentat lucrările efectuate de I.C.E.T. şi Uz. Electronica pentru elaborarea unui număr de tipuri de ferite perminvar şi performanţele materialelor realizate precum şi primele aplicaţii ale acestor materiale : bare de antenă şi miezuri pentru canalele de intrare ale televizoarelor.

De asemenea au trecut în revistă posibilităţile de aplicare în viitor. De remarcat că problemele prezentate în comunicare au un însemnat procent de originalitate atît în stabilirea compoziţiilor şi procesului tehnologic cît şi în aplicaţiile realizate. Piesele elaborate din ferite perminvar vor echipa în viitor radioreceptoarele şi televizoarele fabricate de Uz. Electronica, contribuind la ridicarea calităţii produselor prin îmbunătăţirea performanţelor la toate componentele care cuprind miezuri magnetice.

— Tov. ing. Ştefanov Ştefan a prezentat lucrarea *Filtre selective ceramice în amplificatoarele de F.I. ale radioreceptoarelor tranzistorizate*, în care trece succint în revistă unele probleme în legătură cu tehnologia, modul de funcţionare şi comportarea filtrelor ceramice în amplificatoarele de frecvenţă intermediară din radioreceptoarele tranzistorizate. Prezintă rezultatele experimentale făcute în uzină şi ajunge la concluzia că folosirea filtrelor ceramice contribuie în mare măsură la reducerea dimensiunilor la aparatele portabile, la simplificarea tehnologiei de fabricaţie şi de asamblare a lor, mărind astfel productivitatea muncii.

— Tov. ing. Nacu Miron a prezentat comunicarea *Unele aspecte ale stabilităţii frecvenţei oscilatoarelor de înaltă frecvenţă cu tranzistoare*, în care analizează stabilitatea frecvenţei schemelor (circuitelor) de oscilatoare cu tranzistoare şi dă o metodă de calcul a schemei de oscilator cu tranzistoare care asigură stabilitatea maximă a frecvenţei. Autorul indică în continuare o serie de metode de stabilizare a frecvenţei. În încheiere prezintă rezultatele experimentale obţinute în uzină şi trage o serie de concluzii asupra metodelor expuse.

În afară de comunicările specificate mai sus s-au prezentat şi alte lucrări destul de importante şi în directă legătură cu nevoile producţiei, care au prezentat de asemenea un deosebit interes pentru participanţi şi anume :

— *Unele proprietăţi şi condiţii pentru miezurile din ferită ale transformatoarelor de linii în televizoare* de ing. V. Tanach.

— *Antene de ferită pentru unde scurte. Materiale şi tehnologia de fabricaţie* de ing. Mircea Rodica.

— *Erori de măsură la folosirea vobuloscoapelor* de C. Ionescu.

— *Amplificator de F.I. 10,7 MHz şi detector de raport cu tranzistoare* de ing. Nacu Miron.

— *Studiul unui amplificator de frecvenţă intermediară cu tranzistoare* de ing. Fratu Ilie.

— *O metodă de proiectare a detectorului de raport* de ing. Nacu Miron.

— *Problemele construcţiei de aparate radio miniaturizate cu cablaj imprimat* de ing. Bădărău Teodor.

— *Îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă şi a raportului semnal/zgomot la amplificatoarele stereofonice* de ing. Bărbat Boldur.

Sesiunea tehnico-ştiinţifică, a doua de acest gen, organizată în cadrul Uzinelor Electronica a constituit şi de astă dată un prilej de discuţii pozitive, un schimb de idei în legătură cu temele prezentate şi un imbold pentru inginerii şi tehnicienii uzinelor de a continua cu şi mai mult entuziasm munca de studii şi cercetări în legătură directă cu nevoile producţiei.

Se dovedeşte zi de zi că rezultatele acestei activităţi contribuie în măsură hotărîtoare la introducerea în ritm rapid a tehnicii noi în producţie, la ridicarea calităţii produselor şi la îmbunătăţirea continuă a siguranţei lor în funcţionare.

Prin diversitatea şi modul de rezolvare a temelor alese, prin rezultatele pozitive obţinute cît şi prin discuţiile constructive purtate pe marginea acestor probleme, colectivul

de ingineri și tehnicieni al Uzinelor Electronica a dovedit grija permanentă de care este animat pentru ridicarea continuă a nivelului tehnic al producției.

Expoziția industrială italiană

(6—15 VII. 1963)

Cea de a doua expoziție italiană organizată în București s-a caracterizat printr-un conținut pronunțat industrial și totodată foarte variat.

Expoziția industrială italiană a fost organizată de Institutul italian pentru comerțul exterior din însărcinarea Ministerului Comerțului Exterior.

Această manifestare a avut loc la un scurt interval de la participarea țării noastre cu un pavilion la tîrgul internațional de la Milano, participare care s-a bucurat de o bună primire în cercurile de afaceri italiene.

Promovînd cu consecvență o politică de dezvoltare a relațiilor comerciale cu toate țările, pe principiul egalității părților și avantajelor reciproce, guvernul romîn sprjiină inițiativele care pot duce la lărgirea relațiilor comerciale cu Italia. La deschiderea expoziției, tov. Gogu Rădulescu, ministrul comerțului exterior al țării noastre a felicitat călduros pe organizatori exprimîndu-și convingerea că asemenea contacte ca cele prilejuite de expoziție, vor contribui la găsirea celor mai bune căi și mijloace pentru lărgirea și adîncirea relațiilor dintre Romînia și Italia, la întărirea relațiilor de prietenie dintre popoarele noastre slujind cauza păcii și a progresului.

Răspunzînd, ministrul comerțului exterior al Italiei, senatorul Giuseppe Trabucchi a subliniat printre altele că actuala expoziție nu este numai o simplă repetare a celei anterioare, ci reprezintă un pas înainte căruia îi va corespunde și o nouă creștere a schimburilor dintre cele două țări, o intensificare a legăturilor romîno-italiene.

Cifre grăitoare subliniază că schimburile dintre cele două țări s-au intensificat. Astfel de la 7,8 miliarde lire în 1955 s-a ajuns la 45,3 în 1962, iar în primele patru luni ale acestui an s-a produs un pas nou, sporirea fiind de peste 60 la sută față de perioada corespunzătoare din 1962.

Suprafața expoziției a fost de aproximativ 9 000 mp. Alături de clădirea existentă organizatorii au construit un pavilion metalic. Cele 165 de firme producătoare din Italia, care au participat în cadrul expoziției, s-au remarcat printr-o gamă variată de produse prezentate. Spre deosebire de prima expoziție organizată în anul 1961, cea din acest an a cuprins un număr mult sporit de exponate, ca și de întreprinderi participante.

Cele mai multe exponate au aparținut sectorului metalurgic și mecanic. Au urmat în ordine sectorul mecanicii fine și de precizie, cel al produselor textile și de îmbrăcăminte, cît și sectoarele industriei ușoare, a artizanatului și a produselor agricole. Expoziția a fost completată cu un stand de cărți italiene și o serie de birouri și servicii de informații și asistență.

Toate produsele expuse au fost de înaltă tehnicitate specific alese și pregătite special.

Printre ele au figurat în primul rînd : autovehicule, construcții feroviare și navale, mașini—unelte, utilaje pentru extracția și prelucrarea petrolului, gazelor naturale și sintetice, pentru industriile electromecanică și electrotehnică, a materialelor plastice și a lemnului, ușoară și alimentară, pentru prelucrarea cauciucului, mașini agricole, compresoare și alte utilaje de construcții și de drumuri, motoare și pompe, aparate de precizie, aparatură electrică, de radio, și electronică, produse chimice și diverse bunuri de consum, Au mai fost expuse diferite produse industriale, produse textile și de îmbrăcăminte, produse chimice și de cauciuc, produse agricole și alimentare.

Datorită vastității și calității mostrelor expuse, expoziția a oferit un cadru suficient de reprezentativ a capacității moderne și a înaltului potențial atins în prezent de industria italiană.

Acordul de lungă durată, încheiat la Roma la 5 ianuarie 1961, valabil de la 1 ianuarie 1962 pînă la 31 decembrie 1965, referindu-se la o perioadă mai mare și prevăzînd totodată posibilitatea revizuirii anuale a listelor contigentate de către o comisie mixtă, permite o mai strînsă legătură între procesul de producție și comerțul exterior a fiecărei din cele două țări. și favorizează depășirea contigențelor prevăzute imprimînd schimbului reciproc o mai mare stabilitate.

Una dintre cele mai mari firme care și-au prezentat produsele în cadrul expoziției a fost complexul industrial Fiat. Fiat a expus în interiorul pavilionului principal, pe o suprafață de 1 200 mp o vastă gamă de produse fabricate în cadrul organizației sale. Complexul industrial Fiat cuprinde 24 uzine producătoare aflate în special la Torino (incluzînd toate fazele de producție de la siderurgie pînă la produsul mecanic finit), o organizație comercială și de asistență tehnică de amploare mondială. Este una din cele mai importante organizații industriale din Europa în domeniul industriei de motoare terestre, navale și aeriene. De unde și deviza : Fiat pămînt-mare-cer.

Fiat a fost fondat în anul 1899 ca prima fabrică de automobile și cuprindea în acel timp doar 520 de muncitori.

În prezent complexul numără 120 000 salariați. Popularitatea în lume a numelui Fiat este mai presus de toate legată de producția de automobile, cuprinzînd o gamă completă de modele foarte variată.

De la celebrul *Topolino* care a constituit tipul 500 din 1936, s-a ajuns în prezent la tipurile 500 și 600, dintre cele mai moderne.

Marea producție de serie Fiat cuprinde principalele modele vîndute în toată lumea : 500—600—1 100—1 300—1 500——1 600—1 800—2 300.

Producția de automobile este concentrată în marele ansamblu de uzine de la Mirafiori de pe o suprafață de 1 800 000 mp dintre care 900 000 acoperiți.

Gama vehiculelor industriale produse de Fiat nu este mai puțin variată decît aceea a automobilelor : camioane, autocare, tractoare cu remorci, troleibuze de toate categoriile etc.

În cadrul expoziției un mare punct de atracție l-a constituit unitatea demonstrativă „1 500". Mașina se deschidea spre a scoate în evidență caracteristicile constructive ; șasiul înainta și în mod automat se cuplau treptele cutiei de viteze.

După demonstrație, automobilul se recompunea la loc.

În sectorul electrotehnic și electronic au fost prezentate : instalații pentru furnituri electromecanice și electrotehnice, radioreceptoare, televizoare, combine muzicale, aparate electrocasnice, precum și aparatură electrică și electronică.

Au mai reținut atenția în special produsele expuse de firma Watt Radio din Torino.

Pentru cititorii revistei noastre dăm cîteva din aceste exponate cu caracteristicile lor tehnice după cum urmează :

Radioreceptorul portabil CIT-Tranzistor este de tip poșetă echipat cu 8 tranzistoare (6 + 2). Recepționează programe pe unde medii, alimentarea făcîndu-se de la o baterie de 9 V. Puterea la ieșire este de 0,1 W (fig. 1). Este echipat cu o antenă de ferită și are o priză de cască și difuzor suplimentar. Are o greutate de 300 gr fără baterii, îmbrăcat în piele.

Radioreceptorul portabil WR—8—Tranzistor este tot de tip poșetă echipat cu 7 tranzistoare (6 + 1). Are trei game de unde : lungi, medii și scurte. Alimentarea se face de la 4 pile de 1,5 W. Puterea de ieșire este de 0,32 W. Este înzestrat cu două difuzoare cu efect de stereofonie și o antenă de ferită pentru gama undelor lungi și medii. Pentru recepționarea programelor pe unde scurte dispune de o antenă telescopică. Are o greutate de 1,1 kg.

Radioreceptorul WR 777 OL este un aparat de interior echipat cu 7 tuburi electronice, indicator optic de acord și claviatură. Poate recepționa programe pe 4 lungimi de undă: lungi, medii, scurte și ultrascurte. Puterea de ieșire este de 3 W avînd trei difuzoare cu efect de stereofonie. În afara claviaturii pentru schimbarea lungimii de undă, aparatul mai este prevăzut și cu trei selectoare de tonalitate: solo — orchestră — jazz. Are o greutate de 8,5 kg.

Un alt tip WR 777 OL Fonetto are aceleași caracteristici ca cel descris mai sus, în plus este prevăzut cu pickup cu 4 viteze.

Fig. 1

Televizorul 1 700 19″ UHF este echipat cu 17 tuburi electronice și 6 diode semiconductoare. Tubul cinescop are diagonala de 48 cm, unghiul de deflexie 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat focalizare electrostatică și capcană de ioni. Aparatul este prevăzut cu 6 reglaje dispuse frontal: volum sonor, luminozitate, contrast, întrerupere, tonalitate și efect de relief (fig. 2).

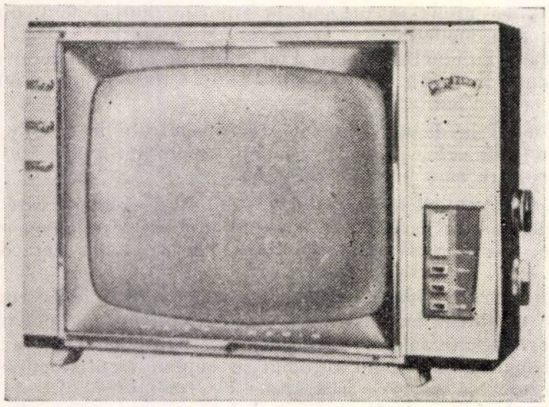


Fig. 2

Alimentarea se face numai de la rețeaua de curent alternativ la tensiunile de 220—240 V.

Puterea de ieșire este de 2,5 W, avînd un difuzor frontat eliptic.

Tubul cinescop este protejat de un cristal fumuriu „Grey-Screen". Are dimensiunile de 590 × 420 × 340 mm.

Televizorul Luxus 1 900/23 „UHF este prevăzut cu un tub cinescop avînd diagonala de 59 cm, unghiul de deflexie 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat. Are 7 reglaje dispuse frontal dintre care trei în partea stîngă sub formă de butoane și anume: volum sonor, luminozitate și contrast. Celelalte 4 reglaje sînt aranjate sub formă de claviatură dispuse în partea dreaptă a ecranului și anume: întrerupător, tonalitate, efect de relief și comutatorul VHF—UHF (de trecere de la unde metrice la unde decimetrice). Are comandă la distanță pentru comutarea pe programele I și II. Este un receptor de înaltă fidelitate prevăzut cu două difuzoare iar alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ la tensiunile de 220—240 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 720×490× ×360 mm, iar greutatea de circa 30 kg. Dispune de un cristal fumuriu „Grey-Screen" așezat în fața tubului cinescop pentru protejarea acestuia.

*

Pe lîngă prospectele și materialul documentar care au însoțit exponatele, reprezentanții firmelor italiene au dat explicațiile necesare publicului vizitator și specialiștilor prin demonstrații practice de funcționare a unor aparate expuse.

Expoziția industrială italiană a prezentat un interes deosebit pentru inginerii și tehnicienii noștri, permițînd acestora să examineze o serie de aparate de înaltă tehnicitate. Parte dintre ele reprezintă soluții originale la care specialiștii din Italia au ajuns după studii și cercetări minuțioase, în timp ce restul reprezintă soluții clasice.

Dar caracteristica comună a tuturor produselor prezentate a constituit-o însă execuția lor foarte îngrijită.

Expoziția japoneză de aparate de măsură și control

Între 15 și 24 iunie a.c., agenția de export Tokio Boeki Ltd. a organizat la București o expoziție în cadrul căreia au fost expuse **produsele** a două întreprinderi japoneze:

„Japan electron optics laboratory Co., Ltd," și „Yokogawa electric Works, Ltd.

Instrumentele de măsură expuse s-au bucurat de aprecierile unanime ale inginerilor și tehnicienilor noștri, remarcîndu-se prin modul lor îngrijit de prezentare.

Au fost prezentate aparate de măsură și control industriale și de laborator. Atenția vizitatorilor a fost atrasă în special de numărul mare și tipurile variate de instrumente electrice și electronice. Printre acestea menționăm: ampermetre și voltmetre de precizie portabile, wattmetre, Q-metre, capacitmetre, megohmetre de precizie, punți universale de măsură, frecvențmetre, diverse tipuri de aparate înregistratoare, *p*H-metre viscozimetre, tahometre etc.

Interesant de urmărit au fost și măsurătorile practice efectuate cu ajutorul microscopului electronic folosit în special în laboratoarele de chimie, fizică, metalurgie și biologie În cele ce urmează prezentăm cîteva dintre aparatele expuse și care se încadrează în profilul revistei noastre.

Q-metrul tip QM-102 B este folosit la măsurarea factorului de calitate al bobinelor, la măsurarea inductanțelor și la determinarea unghiului de pierderi al condensatoarelor (fig. 1).

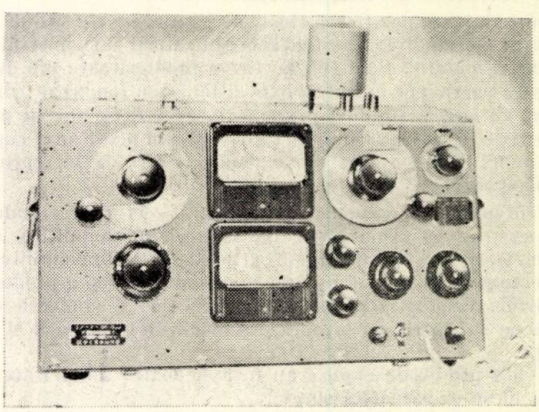


Fig. 1

Este alcătuit dintr-un generator electronic care injectează energia de înaltă frecvență într-un circuit *LC*. Raportul dintre tensiunea injectată în serie și tensiunea măsurată cu un volt-

metru electronic la bornele condensatorului C dă valoarea factorului de calitate al circuitului. Deoarece condensatorul etalon C al aparatului are pierderi foarte mici, Q-ul determinat se consideră a fi cel al bobinei L.

Domeniul frecvenţelor de lucru ale generatorului cuprins între 50 kHz şi 50 MHz, este împărţit în 8 game.

Factorul de calitate al bobinelor poate fi determinat pentru valori cuprinse între 0—600. Precizia măsurării este de ±1%. Consumul total al aparatului nu depăşeşte 50W.

Puntea Wheatstone portabilă tip L—3C se utilizează la măsurarea rezistenţelor într-un domeniu de valori cuprins între 1 mΩ — 10 MΩ.

Cu măsuri de precauţie speciale se poate aduce limita inferioară de măsurare a punţii pînă la 1 mΩ dar trebuie ţinut seama de felul cum se fac conexiunile de la rezistenţă care se măsoară şi în special să se ţină seama de raportul dintre rezistenţa conductcarelor de conexiune şi cea de măsurat. Galvanometrul cu ac indicator situat în interiorul punţii are o sensibilitate de 0,6 μA/div. şi o rezistenţă internă de 280Ω.

Generatorul de bandă audio tip OV—22 lucrează într-un montaj cu reacţie pozitivă de tensiune dată de o punte Wien şi acoperă intervalul de frecvenţă audio de la 20 Hz la 20 kHz împărţit în trei game: 20—200 Hz, 200—2 000 Hz şi 2—20 kHz.

Pentru a se obţine o bună stabilitate în funcţionare s-a aplicat o reacţie negativă. Oscilatorul este cuplat prin intermediul unui condensator cu un etaj repetor catodic de pe sarcina căruia se obţine semnalul audio.

Puntea universală tip BV—Z—13A este un instrument de măsură portabil şi este folosit pentru măsurarea rezistenţelor inductanţelor şi a capacităţilor.

Ca limite de măsură: rezistenţe cuprinse între 0,1Ω — 1 MΩ; inductanţe între 10 μH—100 H; capacităţi între 10 pF — 100 μF.

Temperatura mediului în care se lucrează să nu depăşească limitele 10 — 55°C.

*

Fiind axată pe prezentarea aparatelor de măsură electronice, de automatizare şi control, în cadrul expoziţiei s-au prezentat ultimele realizări tehnice ale industriei japoneze în acest domeniu.

Vizitatorii expoziţiei, au apreciat încă o dată înaltul nivel tehnic al variantelor produse expuse, iar specialiştii s-au interesat de performanţele realizate la diferitele tipuri de instrumente şi aparate.

Ştiri din ÎNTREPRINDERI

La Uzinele Electronica s-a realizat noul televizor VS43-621A Tonitza. El este echipat cu un tub cinescop modern cu 110° deflexie, aluminizat şi cu o capcană de ioni, avînd diagonala de 43 cm (355 × 270 mm).

Televizorul are posibilitatea recepţionării celor 12 canale din standardul O.I.R.T. (48,5—230 MHz), avînd următoarea distribuţie în cadrul benzilor de frecvenţă:

Banda I: 2 canale (48,5—66 MHz).
Banda II: 3 canale (76—100 MHz).
Banda III: 7 canale (174—230 MHz).

Televizorul este prevăzut cu un difuzor permanent dinamic Ø 170 mm (1,5 VA—3,5 Ω), cu 16 tuburi electronice şi patru diode semiconductoare. Partea de videosunet şi baleiaj este realizată pe cablaje imprimate, asigurînd o mare stabilitate şi robusteţe în funcţionare.

Butoanele de reglaj ale televizorului sînt dispuse în faţă permiţînd o manipulare uşoară, iar comutatorul de canale şi acordul sunet-imagine pe partea laterală.

Caseta este de placaj furniruit, avînd o linie modernă şi elegantă.

În curînd acest televizor va intra în producţia de serie.

Un colectiv de ingineri, tehnicieni şi muncitori de la Uzinele Electronica, au pus la punct tehnologia de fabricaţie a producţiei de serie a magneţilor anizotropi pentru difuzoare.

Această realizare este unică în ţara noastră, cercetarea în faza pilot, semiautomatizarea preselor şi matriţelor făcîndu-se în uzină.

Din punctul de vedere al performanţelor şi al calităţii, ei ating şi depăşesc nivelul produselor de pe piaţa mondială.

Magneţii anizotropi au dimensiuni mult mai reduse şi o greutate mult mai mică. În acest sens sînt edificatoare datele de mai jos:

	VA	Greutate	Gabarit
—Magnetul izotrop pentru difuzorul de	4 VA	1 kg	∅ 110×24
	2,5VA	0,530 kg	∅ 92×21
—Magnetul anizotrop pentru difuzorul de	4 VA	0,400 kg	∅ 71×12
	2,5VA	0,200 kg	∅ 78×20

Produsul BH_{max} la magneţii izotropi este de 0,45—0,50, iar la magneţii anizotropi este de 2,4—2,8.

Preţul de cost al magneţilor anizotropi scade cu circa 55% faţă de magneţii izotropi.

Economiile anuale antecalculate aduse prin înlocuirea magneţilor izotropi cu magneţi anizotropi se ridică la circa 5 milioane lei.

De asemenea condiţiile de lucru ale muncitorilor se îmbunătăţesc, dispare praful, lucrîndu-se prin procedeul de măcinare umedă şi alimentarea matriţelor cu pastă de ferită.

---

note tehnico-economice

Tranzistoare din diamant

Într-un laborator al societății „General Motors" s-au obținut diamante artificiale care pot fi folosite ca tranzistori. Această descoperire are o mare importanță pentru electronica contemporană. Siliciul își pierde proprietatea de semiconductor la o temperatură de 150°C, iar germaniul la 90°C. La tranzistorii din diamant artificial proprietatea de semiconductor nu se pierde, nici chiar la o temperatură de cîteva sute de grade Celsius.

Aparat de radio care funcționează cu căldura palmelor

Firma japoneză „Sony" a pus în vînzare o serie de aparate de radio de buzunar, care funcționează fără baterie, fără acumulatori, sau fără curent electric. Pentru a pune în funcțiune un asemenea aparat este suficient să se acopere cu palma o placă specială din material termoplastic, care se vinde o dată cu aparatul și este legată de acesta. Acest material transformă energia calorică a palmei în energie electrică care alimentează aparatul de radio.

Repetoare echipate cu tranzistoare pentru cablu submarin

Actualul cablu submarin dintre Belgia și Anglia care a fost instalat în 1948, este de tipul coaxial cu diametrul de 43 mm și lungimea de circa 43,5 km, avînd în exploatare 216 circuite telefonice în benzile de 60 ... 956 kHz și 1 152 .... 2 048 kHz.

În urma realizării recente de repetoare cu tranzistoare avînd o stabilitate de funcționare foarte mare, s-a prevăzut introducerea în acest cablu a două repetoare tranzistorizate cu ajutorul cărora capacitatea cablului se va mări la 420 circuite corespunzătoare normelor de calitate CCITT pentru benzi de 4 kHz.

Proiect de comunicații cu ajutorul microundelor

De curînd a fost întocmit un proiect de transmitere a semnalelor de unde ultrascurte între stații care nu se găsesc în limitele vizibilității directe.

Metoda presupune folosirea unor benzi metalizate subțiri. Benzile metalizate lansate de pe avion sau de pe o rachetă vor asigura menținerea comunicațiilor în decurs de cîteva minute, în funcție de înălțimea de la care sînt lansate. De obicei, aceste benzi cad cu o viteză de cîteva sute de picioare pe minut.

Dacă, de pildă, distanța dintre stații este de 320 km, înălțimea pentru vizibilitatea directă este de 6 000 m și benzile metalice, lansate de la o înălțime de 9 000 m, vor asigura legătura aproximativ timp de o oră.

Sistemul va putea fi aplicat atunci cînd o legătură permanentă cu ajutorul microundelor nu poate fi creată sau atunci cînd este nevoie de o legătură care nu este decît periodică.

Centrală telefonică electronică automată

A fost soluționată cu succes problema centralelor telefonice electronice automate, fără contacte. Specialiștii din Moscova și Leningrad au construit primul prototip industrial al unei astfel de centrale pentru 20 de abonați.

Subansamblurile și piesele centralelor telefonice electrice automate nu se vor defecta ani de zile. Stabilirea legăturii dintre abonați se va efectua de zece ori mai repede și în cursul convorbirilor nu vor mai exista perturbații.

Blocuri și instalații speciale vor semnaliza defecțiunile, vor găsi cu precizie chiar și cele mai mici defecțiuni și le vor remedia fără intervenția omului.

În montajul noilor centrale vor fi folosite pe larg micromodulele — piese de radio extrem de compacte — care permit reducerea de zeci de ori a dimensiunilor și greutății utilajului, iar consumul de energie electrică va fi infim.

Totodată, se va modifica și construcția aparatelor telefonice. Printre altele, în locul discurilor vor fi folosite dispozitive cu funcționare rapidă.

Progresele în domeniul laserului

În ultima vreme se înregistrează progrese rapide în domeniul laserului. „Radio Corporation of America" a pus la punct un laser care folosește direct lumina solară pentru a produce un fascicul intens de radiații infraroșii, fără a trece prin stadiul intermediar al electricității sau căldurii. Acest nou laser în stare solidă, care funcționează într-o baie de gaz lichid, cum sînt neonul sau azotul, trebuie să fie folosit la bordul viitorilor sateliți pentru sistemele de comunicații și de măsură geodezice.

Societatea „General Telephone and Electronics Corp" a perfecționat un aparat denumit modulator cu laser de bandă largă, care funcționează cu o putere de numai 10 W (față de 1 000 W cel puțin pentru modulatorii obișnuiți), într-o gamă de frecvență mergînd de la 30 000 Hz la 1 000 000 000 Hz. Se afirmă că 20 din aceste modulatoare vor putea asigura o lățime de bandă echivalentă cu cea a căilor de imagine care sînt folosite pentru ansamblul instalațiilor de televiziune, telefonie și radiodifuziune în SUA.

Secția de tuburi electronice a societății „Westinghouse" a pus la punct un tub avînd în interior circa 400 m de fir metalic de grosimea unui păr, care poate colecta razele unei lumini extrem de scurte ca durată transmise cu ajutorul laserelor și să măsoare imediat energia respectivă.

Referate

BREBECK, D. **Antenă de acoperiș pentru UUS cu comandă de la distanță fără linie de comandă.** In : Funkschau, 34, nr. 23, 1962, p. 615—617.

Recepția de la mare distanță în gama UUS este eficace numai cu antene rotitoare, comandate de la distanță prin dispozitive simple.

În general, asemenea instalații au multe conducte de alimentare. Se prezintă un sistem de antenă de acoperiș rotativă, care folosește pentru comandă chiar cablul de coborîre de IF al antenei, fără altă linie suplimentară de comandă, la locul de instalare a antenei nefiind astfel necesară nici o sursă de alimentare cu curent.

Se dau schemele de principiu parțiale, cu diverse variante pentru comanda rotirii antenei, pentru indicarea unghiului de rotire, precum și schema de principiu generală cu valorile componente.

URBAN, J. **Filtre corectoare de audiofrecvență.** In : Funkschau, 34, nr. 21, noiembrie, 1962, pag. 553—554, 11 fig.

Filtrele corectoare de audiofrecvență descrise permit modificarea după voie a alurei caracteristicii în funcție de frecvență (curba de răspuns) a radioreceptorului. Se dau scheme și cîteva explicații cu privire la cele patru tipuri de circuite RC de bază și anume privitoare la : atenuarea tonurilor joase și înalte și relevarea tonurilor înalte și joase.

La toate aceste circuite RC de bază se dau și alurile curbelor de răspuns respective. Se prezintă apoi cîteva exemple practice de scheme de principiu și variante de realizări și

anume : două scheme de control compensat al volumului un filtru de difuzor, plasat în circuitul de contrareacție, un montaj pentru tranzistoare, schema unui registru sonor cu cinci canale, a unui amplificator de înaltă fidelitate, precum și un registru sonor cu circuite rejectoare.

În final se dau o serie de date practice.

BÖHME, G. **Dioda „varactor", ca octapol liniar.** In : Nachrichtentechnik, 12 (1962) august, nr. 8, pag. 281, 6 fig., 5 ref. bibl.

Pentru analiza teoretică a circuitelor liniare se dispune, la ora actuală, de diferite procedee și metode cu ajutorul cărora se pot soluționa problemele speciale pe o cale mai mult sau mai puțin schematică. Exemplul cel mai caracteristic a unei astfel de metode, este calculul matricial folosit la studiul rețelelor electrice.

În articol se arată că și pentru circuite care conțin diode *varactor*, adică au caracteristică neliniară, se poate aplica cu succes calculul matricial, dacă se iau în considerație diverse ipoteze.

Pentru determinarea matricelor care caracterizează dioda *varactor* ca octapol liniar, autorul pleacă de la schema echivalentă a diodei în care stratul de blocare este echivalat printr-o capacitate neliniară $c = f(u)$, iar pierderile din diodă și inductanța conexiunilor la frecvențe înalte sînt echivalate printr-o impedanță liniară R_s. — Considerînd că în punctul de funcționare U_0 valoarea capacității este $C = C_0 + \alpha u$ (u fiind tensiunea aplicată) și că circuitul conectat în paralel pe diodă prezintă valori de impedanță permanente numai pentru trei frecvențe f_1, f_2 și $f_3 = f_1 + f_2$, se determină matricea diodei *varactor*.

În partea a doua a articolului autorul aplică relațiile teoretice determinate, la două exemple simple : amplificator parametric direct și amplificator parametric nereversibil.

HEINLEIN, W. și MEZGER, P. G. **Stabilizarea cîștigului amplificatoarelor parametrice.** In : Frequenz, 16, (1962), nr. 9, septembrie, pag. 32, 7 fig., 5 ref. bibl.

La amplificatoarele parametrice se folosește efectul de variație a capacității stratului de blocare a diodelor semiconductoare cu tensiunea. Plecînd de la relația lui Shokley (1949), dintre capacitatea stratului de blocare și tensiunea aplicată acestuia, autorii demonstrează că proprietățile amplificatoarelor parametrice sînt cu atît mai bune cu cît este mai mare factorul de modulație a capacității stratului de blocare. Acest factor este definit ca fiind raportul dintre amplitudinea fundamentalei și dublul valorii medii a capacității stratului de blocare. După ce se arată modul de alegere a punctului de funcționare (folosind o explicație grafică), se analizează efectul stratului de blocare pornind de la schema simplificată a unui amplificator parametric cu circulator. În momentul rezonanței apare o conductanță negativă. Efectul capacității este tocmai compensarea acestei conductanțe negative care prezintă un maxim pentru o anumită valoare a puterii de *pompare*. S-a constatat că și cîștigul amplificatoarelor parametrice prezintă un maxim la o anumită valoare.

Lucrînd deci în punctul de maxim, se poate obține o stabilitate foarte mare a cîștigului.

Autorii explică în mod calitativ apariția acestui maxim a cîștigului, arătînd că la un curent al diodei de cîțiva μA se poate obține valoarea maximă a conductanței negative.

Autorii comunică și rezultate ale unor măsurători efectuate pe un amplificator parametric realizat cu dioda XD-502. În încheiere se dau cîteva observații efectuate asupra unui preamplificator parametric cu $f = 1{,}42$ GHz, realizat pentru observații radioastronomice.

FRITZ, K. **Măsurători asupra clistonului reflex.** In : Elektronische Rundschau, 17, 1963, nr. 1, ianuarie, pag. 24—26, 3 tab.

Faptul că clistronul reflex poate fi folosit ca oscilator modulat în frecvență la instalațiile de radiorelee, duce la studierea cît mai riguroasă a caracteristicilor sale și anume : puterea de înaltă frecvență, panta de modulație, distorsiunea de modulație, deviația datorită zgomotului, coeficientul de temperatură etc.

În articol se dă metoda de măsurare a puterii de înaltă frecvență utile, a neliniarității caracteristicii de modulație precum și a deviației datorită zgomotului de fond.

Se indică schemele bloc și aparatajul folosit în timpul măsurătorilor.

Apoi se indică unele criterii privind măsurarea pantei de modulație a clistronului lărgimii de bandă, coeficientul de temperatură, buclei de histereză, relației dintre panta de modulație și curentul de încălzire, stabilității frecvenței și a sensibilității la șocuri.

* * * **Reducerea alunecării de frecvență și a microfoniei la intrarea receptoarelor de televiziune.** In : Television, nr. 128, noiembrie, 1962, pag. 263—266, 12 fig.

Oscilațiile parazitare de microfonie observate pe ecranul unui receptor de televiziune provin adesea de la variațiile de frecvență ale oscilatorului din aparat.

Pentru ameliorarea stabilității se pot utiliza modificări ale circuitelor astfel încît acestea să fie mai puțin sensibile la perturbații. Se descriu asemenea modificări, arătîndu-se rezultatele obținute în ceea ce privește reducerea sensibilității la microfonie și la variații de temperatură, ca efect al unei duble schimbări a frecvenței la intrare sau a fluctuațiilor tensiunii de rețea.

În general modificările propuse se bazează pe cuplaje mai puțin strînse între circuite.

MÖHRING, R : **Schemă simplă pentru stabilizarea unei tensiuni alternative și unei tensiuni continue cu o diodă zener.** In : Nachrichtentechnik, 12, (1962) septembrie, nr. 9, pag. 332, 7 fig., 1 ref. bibl.

Cu ajutorul diodelor Zener se pot realiza scheme cu care se pot stabiliza tensiuni continue sau limita amplitudinea unor tensiuni alternative. În foarte multe cazuri schemele cu diode Zener au la bază schemele cu tuburi cu gaz, deoarece domeniul Zener este asemănător cu caracteristica stabilizatoarelor cu gaz. Cum dioda Zener este un element nou, cu proprietăți noi, s-au construit scheme care nu s-au putut realiza cu elementele cunoscute.

În articol se descrie o schemă de stabilizare simplă realizată cu un circuit serie format din diodă Zener, rezistență și condensator. Dacă se aplică acestui circuit serie o tensiune alternativă suficient de mare atunci, la bornele condensatorului C, rezultă o tensiune continuă independentă de cea alternativă. Mărimea acestei tensiuni este jumătate din tensiunea Zener. Concomitent rezultă pe circuitul serie, format din dioda Zener și condensator, o tensiune alternativă a cărei amplitudine este tot jumătate din tensiunea Zener.

Autorul face calculul unei astfel de scheme pentru cazul cînd se aplică o tensiune alternativă dreptunghiulară și cînd se aplică o tensiune sinusoidală.

Dioda Zener, în acest montaj, îndeplinește trei funcțiuni : limitarea amplitudinii tensiunii alternative, redresarea tensiunii alternative și stabilizarea tensiunii continue.

În încheiere se descrie schema de obținere a unei tensiuni de 500 V pentru alimentarea contorului Geiger-Müler dintr-un radiometru și a unei tensiuni de 5 V stabilizată pentru măsurarea succesiunii impulsurilor. Cele două tensiuni se dețin dintr-o lanternă de buzunar cu dinam care generează o tensiune de 1—5 V. Tensiunile de 500 V și 5 V lucrează aproape în gol și în mod practic nu apare nici o divizare a tensiunii.

ERNEMANN, G. și POLLAK, A. **Etajul de separare a impulsurilor în receptorul de televiziune.** In : Telefunken-Zeitung, 35, (1962), septembrie, nr. 137, pag. 244, 21 fig., 5 ref. bibl.

La redarea imaginilor de televiziune trebuie să existe o sincronizare perfectă (fracțiuni de microsecundă) între fascicolul electronic de la recepție și cel de la camera de luat vederi. Nesincronizarea duce la deplasarea liniilor și devine supărătoare.

Sincronizarea se poate obține pe diverse căi, însă faptul că la ora actuală sînt mii de televizoare în exploatare, face ca

unicul sistem despre care se poate discuta să fie acela folosit la introducerea televiziunii. Acesta foloseşte pentru sincronizare, impulsuri a căror amplitudine este mai mare decît amplitudinea semnalului video. Separarea acestor impulsuri, în receptor, este o problemă tratată foarte pe larg în articolul de faţă. Autorii descriu principiul de funcţionare al schemelor folosite şi arată cerinţele ce trebuie îndeplinite de aceste scheme mai ales în cazuri cînd recepţia este îngreunată de paraziţi.

Separarea semnalului de sincronizare se poate face cu diode sau tuburi cu grile. Nefolosirea schemelor cu diode în televiziune face ca acestea să nu fie descrise. Tensiunea de grilă a unui tub poate fi astfel aleasă, ca domeniul în care conduce tubul să fie cel puţin corespunzător impulsurilor de sincronizare. Tubul de separare a impulsurilor poate lucra în două feluri : negativare automată a grilei şi negativare fixă. Limitarea amplitudinii impulsurilor de sincronizare se poate face prin curent de grilă sau prin curent de grilă şi curent anodic.

În continuare, autorii descriu etajul de cuplaj dintre amplificatorul video şi tubul de separare a impulsurilor de sincronizare cît şi modul de eliminare a perturbaţiilor (zgomote, variaţii ale amplitudinii de sincronizare etc.) Se arată modul de dimensionare a etajului de cuplaj ţinîndu-se cont de diversele perturbaţii ale sincronizării.

O parte însemnată a articolului tratează influenţa caracteristicilor tuburilor asupra procesului de separare a impulsurilor de sincronizare. Pentru ca impulsurile perturbatoare şi zgomotele, care sînt suprapuse impulsului util să nu apară în anoda tubului de separare, separarea nu trebuie făcută chiar la vîrful impulsului. Aceasta impune folosirea unui tub cu pantă de grilă mică iar coeficientul α din relaţia $Ig = SUg^{\alpha}$ să fie mai mic decît unitatea deoarece R_{int} creşte cu creşterea mărimii perturbatoare.

În încheiere se descriu scheme speciale de separare a impulsurilor de sincronizare.

DUCHAMP, R. **Receptoare cu tranzistoare pentru modulaţia de frecvenţă.** În : „Electronique et automatisme", nr. 25, noiembrie, 1962, p. 473—475, 3 fig.

Recepţia programelor în modulaţia de frecvenţă pune cîteva probleme legate de frecvenţele ridicate de 100 MHz în înaltă frecvenţă şi de 10 MHz în frecvenţa intermediară. Se prezintă receptoare echipate cu tranzistoare care asigură performanţe satisfăcătoare pentru toate etajele.

Recepţia frecvenţelor ridicate (100 MHz) pune cîteva probleme : necesitatea utilizării unui tranzistor ce poate funcţiona ca un amplificator de înaltă frecvenţă, dacă este cazul, sau ca schimbător de frecvenţă pentru lungimile de undă de asemenea scurte, precum şi dificultatea că la frecvenţele ridicate, frecvenţa imagine, poate fi suficient îndepărtată de frecvenţa primită, situaţie care impune frecvenţei intermediare valori ridicate. Pentru a face faţă exigenţelor impuse tranzistoarelor la recepţia modulaţiei de frecvenţă s-au pus la punct mai multe tipuri de tranzistoare special adaptate. Se dau schemele etajului schimbător de frecvenţă, a amplificatorului F.I. şi a realizării practice a transformatoarelor F.I.

DEMAN, P, şi CHAVANCE, P. **O reţea de interconexiune a telecomunicaţiilor cu ajutorul sateliţilor staţionari.** În : „Revue technique C.F.T.H. — Electronique", nr. 36, iunie, 1962, p. 7—42, 10 fig. 5 tab.

Se studiază reţeaua de interconexiune cu ajutorul sateliţilor staţionari, descriindu-se staţia pilot, staţia de exploatare, repetorul satelitului şi dispozitivele anexe.

Se prezintă caracteristicile tehnice generale ale echipamentului montat pe sol şi pe satelit care realizează legătura satelit-sol, sol-satelit şi se descrie dispozitivul de urmărire. Se indică şi posibilităţile de extensie precum şi procedeele de modulaţie ce se pot aplica într-o astfel de reţea.

Se prezintă avantajele reţelei de interconexiune cu ajutorul sateliţilor staţionari care rezultă din poziţia lor fixă în raport cu pămîntul în rotaţie, precum şi dezavantajele sistemului.

Utilizarea sateliţilor staţionari permite de a construi mult mai ieftin şi mai simplu reţele noi care înglobează în special circuite telefonice duplex între abonaţi. În viitor satelitul staţionar se va impune şi în transmiterea programelor de radiodifuziune şi televiziune de mare putere.

ZELKIN, E. G. **Diagrama direcţională de fază şi problema sintezei antenei.** În : Radiotehnika i Elektronika, **8** (1963) nr. 1 pag. 45—52, 4 diagr., 1 ref. bibl.

Distribuţia cîmpului într-o antenă liniară se calculează după diagrama direcţională dată. Metode cunoscute permit să se găsească distribuţia cîmpului după deschiderea antenei, care asigură obţinerea diagramei direcţionale date cu gradul de precizie dorit. Pentru a obţine rezultate univoce, este necesar să se utilizeze atît diagrama direcţională de amplitudine, cît şi cea de fază.

Totuşi, deseori în practică se dă numai diagrama direcţională de amplitudine. În acest caz diagrama direcţională de fază se consideră egală cu zero, iar calculul distribuţiei cîmpului se face astfel încît să se obţină diagrama direcţională dată. Acest mod de calcul este însă destul de complicat sau chiar imposibil de efectuat. Pentru aceasta se propune o metodă de rezolvare aproximativă a problemei sintezei antenei şi se arată cum se pot construi antene care să aibă aceleaşi diagrame direcţionale de amplitudine dar să fie cu diagrame direcţionale de fază diferite.

Se dă un exemplu de calcul a unei diagrame direcţionale de tip cosecantă.

BESCETNOV, E. A., **Efectul de detonaţie şi apariţia sa în procesul de redare.** În : Tehnika Kino i Televidenia, nr. 10, 1962, p. 36—45, 8 fig. 23 ref. bibl.

Efectul de detonaţie este un efect specific care apare în procesul de redare a sunetului şi consistă în aceea că un semnal de frecvenţă *fo*, transpus prin sistemul de redare, se prezintă modulat *MA*, *MF* sau *MA* + *MF*. Efectul se datoreşte neuniformităţi de mişcare a pieselor rotative. În articol sînt indicate principalele cauze care produc detonaţia. Au fost făcute multe cercetări asupra distorsiunilor rezultante. Aspectul cel mai important este perceperea subiectivă a efectului. În articol se analizează perceperea efectului de detonaţie al sunetelor pure.

Se dau graficele deviaţiei de frecvenţă de prag (perceptibilă) funcţie de frecvenţă modulatoare *F* (pentru diferite nivele sonore) şi gradului de modulaţie de prag funcţie de frecvenţa nodulatoare *F* (pentru diferite nivele sonore). Din curbe se pot trage concluziile : a) sensibilitatea atît pentru *MA* cît şi pentru *MF* creşte o dată cu nivelul sonor, b) curbele valorilor de prag prezintă un minim pentru $F = 4$ kHz, c) pentru $F = fo$ se obţine un efect de mascare.

Pentru a putea compara sensibilitatea pentru *MA* şi *MF* se trasează folosind graficele de mai sus graficul indicelui de modulaţie de prag funcţie de frecvenţa modulatoare *F*. Din curbele comparative pentru *MA* şi *MF* se observă că peste o anumită frecvenţă modulatoare *Fg*, curbele de prag pentru *MA* şi *MF* coincid. Pentru $fo = 1\,000$ Hz, $Fo = 80$ Hz. Peste această frecvenţă se aud componentele laterale iar faza oscilaţiei rezultante nu mai are importanţă.

Din curbe se observă următoarele :

a) Pentru frecvenţe modulatoare mici urechea este mai sensibilă la modulaţia de amplitudine decît la modulaţia de frecvenţă ; b) pentru $F < Fg$ urechea nu mai percepe defazajul componentelor laterale şi sensibilitatea pentru *MA* şi *MF* este aceeaşi ; c) frecvenţa limită *Fg* nu depinde de nivel. Frecvenţa limită *Fg* depinde de frecvenţa tonului *fo* şi creşte monoton o dată cu *fo*. Se arată că în condiţiile reale de ascultare ; difuzor în cameră cu caracteristică de frecvenţă neuniformă, modulaţia de frecvenţă se transformă într-o modulaţie mixtă *MA*, *MF*.

Perceperea efectului de detonaţie în semnale reale (vorbă, muzică) urmează a fi analizate într-un alt articol.

PIMONOW L., **Teoria transformării cuvîntului vorbit şi perspectiva aplicării acestei teorii.** În : Annales des Télécomunications, **17**, nr. 11—12, 1962, p. 304—313, 5 fig. 7 ref. bibl.

Specialiştii în telecomunicaţii studiază de multă vreme elementele esenţiale pe care trebuie să le posede cuvîntul

vorbit pentru a îndeplini rolul de vehicul şi transmiţător al gîndirii. Astfel s-a studiat posibilitatea de a transpune sunetele cuvîntului vorbit din domeniul frecvenţelor normale într-un domeniu diferit în care înălţimile sînt reduse printr-o operaţie care seamănă oarecum cu înţelegerea după mişcarea buzelor sau cu percepţia tactilă. Aceste studii au drept scop practic stabilirea unor metode şi aparate care să permită reeducarea surdomuţilor, deci reintegrarea lor în viaţa socială.

Pe această linie este descris un sistem de transformare a cuvîntului vorbit natural într-un cuvînt artificial şi aplicarea acestei transformări în tehnică şi fiziologie. În acest scop mai întîi s-a stabilit debitul de percepţie a cuvîntului normal şi debitul necesar pentru transmiterea conţinutului prin transformare după un anumit cod. S-a demonstrat că auzul oricît de slab al unei persoane surdomute este totuşi capabil teoretic să recepţioneze un număr de percepţii suficient pentru a restabili conţinutul unui cuvînt, cu condiţia ca acesta să fie eliberat de toate caracteristicile inutile pentru inteligibilitate, adică să fie transformat într-un cuvînt-cod, denumit cuvînt condiţionat, corespunzător cu recepţia reziduală a persoanei respective. Se descrie un sistem electronic pus la punct pentru a obţine astfel de transformări. Sistemul poate fi aplicat şi la rezolvarea unor probleme de acustică modernă.

POSTELNICU, P. T. **Utilizarea impedanţelor de intrare pentru calculul constantei de transfer a unui cuadripol.** În : Electrosveazi nr. 11, pag. 38—47, 4 fig., 4 ref. bibl.

Formula care defineşte coeficientul de atenuare al unei linii în înaltă frecvenţă prezintă un interes deosebit deoarece are o formă simplă, este uşor aplicabilă şi conţine separat atenuările datorite pierderilor în rezistenţă şi în conductanţă. Neajunsul principal al acestei formule constă în aceea că este aplicabilă numai la frecvenţe înalte la care impedanţa caracteristică a liniei devine practic constantă.

Prezintă interes o generalizare a acestei formule în sensul deducerii unei expresii pentru constanta de atenuare asemănătoare ca formă dar valabilă pentru toate frecvenţele.

Pentru cazul cuadripolilor în scară, cu constanţe concentrate, se deduc expresii analoge cu cele obţinute în cazul liniilor omogene, în care intră impedanţele caracteristice sau impedanţele de intrare.

Metoda propusă permite obţinerea unor relaţii simple suficient de precise pentru atenuarea filtrelor în banda de trecere cu considerarea pierderilor în elemente, în cazul cînd aceste pierderi sînt mai mici (de ordinul 0,1 N/celulă).

COLIN, J. E. **Filtrele ametrice.** În : Cables et Transmission, **17** (1963) nr. 1 pag. 70—80, 17 fig., 7 diagr., 6 ref. bibl.

Dacă se consideră celula filtrului obţinut incluzînd între două rezistenţe R_1 şi R_2 un cuadripol format din rezistenţe pur reactive şi definit prin parametrii A, B, C şi D elementele matricei sale de lanţ, filtrul se numeşte ametric cînd funcţiile sale de frecvenţă, $DR_1 - AR_2$ şi $B - CR_1 R_2$, admit una sau mai multe rădăcini comune şi aceste rădăcini provoacă un zero de atenuare compusă.

Aceste filtre posedă unul sau mai mulţi parametri de libertate care pot fi utilizaţi în diverse scopuri, şi anume : fie pentru obţinerea unor anumite impedanţe în banda atenuată, permiţînd o punere în paralel originală a filtrelor trece-bandă înguste, fie pentru obţinerea acelor curbe ale timpului de propagare de grup în funcţie de frecvenţă ale căror ordonate în banda de trecere se abat puţin de la o valoare dată.

Din punct de vedere teoretic, se poate că filtrele ametrice formează, împreună cu filtrele simetrice şi antimetrice de sinteză, singurele categorii de filtre a căror atenuare compusă poate avea în banda de trecere ondulaţii egale, de tip Cebîşev.

POKUSIN, D. N. **Unde electromagnetice în ghidul de undă dreptunghiular cu două plăci de ferită.** În : Radiotehnika i Elektronika, **8** (1963) nr. 1 pag. 78—83, 1 fig. 14 diagr. 5 ref. bibl.

Se studiază un ghid de undă dreptunghiular ideal, de lungime infinită şi prevăzut cu două plăci de ferită magnetizate transversal. Structura undelor electromagnetice şi viteza lor de fază se determină pe baza configuraţiei ghidului de undă, a permitivităţii feritei şi a valorilor componentelor tensorului permeabilităţii magnetice.

Se analizează influenţa cîmpului magnetizant, a grosimii plăcilor de ferită, precum şi a frecvenţei cîmpului electromagnetic asupra vitezei de fază a undelor de diferite tipuri. La o anumită permitivitate, caracterul undelor depinde în mod substanţial de faptul că grosimea plăcilor de ferită este mai mică sau mai mare decît o valoare oarecare limitată; această valoare limită este egală cu grosimea plăcilor la care apar unde lente, în cazul cînd nu există cîmpul magnetizat.

KLINGER, H. H. **Combinaţii de amplificatoare de înaltă calitate de tip Quad.** În Radioschau, **38** (1962), nr. 11, pag. 436—438., 6 tab., 14 ref. bibl.

Se descrie o instalaţie de amplificare de înaltă calitate, cunoscută sub numele de Quad.

Amplificatorul final poate furniza o putere de 15 W. Se dau diagramele care indică calitatea amplificatorului. Se remarcă îndeosebi factorul de distorsiuni foarte redus (la frecvenţa de 35 Hz şi la putere de ieşire de 15 W, factorul de distorsiune este mai mic de 0,5 %). Amplificatorul este prevăzut să debiteze pe difuzoare avînd impedanţa între 12 . . .16 sau 4 . . . 8 Ω.

Se descrie apoi preamplificatorul stereofonic, care se remarcă printr-un ton control cu reglaj foarte fin.

Instalaţia conţine un etaj de intrare şi de conversiune a frecvenţei (tuner) pentru unde metrice, precum şi etajele de medie frecvenţă şi discriminatorul.

MIASNIKOV B. N. **Generator blocat de impulsuri cu diodă tunel, cu variaţia duratei impulsurilor în limite mari.** În : Radiotehnika, **18** (1963) nr. 1 pag. 48—52. 5 fig. 1 diagr., 7 ref. bibl.

Se studiază schema unui generator blocat de impulsuri dreptunghiulare, echipat cu diodă tunel.

Analiza ciclului tranzistoriu al generatorului de relaxare se face reprezentînd dioda tunel prin două rezistenţe liniare (una corespunzătoare rezistenţei statice a diodei tunel, iar cealaltă rezistenţa corespunzătoare caracteristicii rectilinii) şi un comutator.

Se propune o metodă de reglare a duratei impulsurilor în limite mari. Se indică o metodă grafo-analitică de calcul a duratei impulsului, care coincide foarte bine cu rezultatele experimentale. Calculele şi experienţele s-au efectuat fără a se ţine seama de influenţa frecvenţei de repetiţie a impulsurilor de pornire asupra duratei impulsurilor generatorului de relaxare.

BECKER, H. **Supravegherea posturilor emiţătoare de radio** În : Siemens Zeitschrift, **37** (1963), nr. 1 pag.. 32—36, 7 fig., 2 diagr.

Pentru formarea tensiunilor de modulaţie emiţătoarele de radio au nevoie de dispozitive speciale pentru intrare şi măsurători. Dintre aceste dispozitive deosebit de importante sînt limitatoarele dinamice pentru protecţia emiţătoarelor împotriva dereglărilor.

Un sistem conceput pentru supravegherea unui număr de pînă la zece posturi de emisie trebuie să satisfacă următoarele condiţii impuse : reducerea atenuării circuitelor de legătură cu studiourile, repartizarea programelor între emiţătoare prin repartizoare cu bare încrucişate, reducerea efectelor dinamice pentru a se evita supraexcitarea posturilor emiţătoare, măsurarea tensiunei de modulaţie şi a gradului de modulaţie realizat cu ajutorul redresoarelor de măsurare a înaltei frecvenţe pe conducta de legătură a antenelor de emisie, supravegherea modulaţiei pe cale optică prin osciloografe şi pe cale acustică prin difuzoare de radio, măsurarea

nivelurilor acustice şi a tensiunilor de zgomot, supravegherea frecvenţei emiţătoarelor, supravegherea puterii radiate de antenă, precum şi supravegherea tensiunii frecvenţei purtătoare şi a celei de modulaţie.

Instalaţia mai trebuie să cuprindă şi o parte de telefonie pentru întregul complex de emisie, precum şi o instalaţie de ceasuri electrice.

FOOS, C. R. **Oscilatoare modulate în frecvenţă.** În : Industrial Electronics, (1963), nr. 1 pag. 224—227, 4 fig., 1 tab. 2 diagr., 7 ref. bibl.

Se descrie un oscilator LC, care poate fi modulat liniar în frecvenţă într-o gamă largă de deviaţii, avînd o bună stabilitate a frecvenţei centrale fără a se recurge la o compensare termică empirică.

Se discută diagrama vectorială de bază şi schema unui oscilator LC care să fie corespunzătoare scopului. Se dau datele asupra unui circuit realizat pentru frecvenţa de 30 kHz, avînd o deviaţie liniară de 7,5% şi se indică rezultatele experimentale obţinute.

Acest tip de oscilator poate să fie utilizat pentru transmisiunea datelor în sistemele telemetrice sau de transmisiuni de date.

UITERMARK, M. Jr. G. **Simofoon.** În : Wireless World, 69 (1963), nr. 1 pag. 2—9, 7 fig., 1 tab., 1 diagr.

Se descrie un sistem radiotelefonic de apel selectiv realizat de Administraţia P.T.T. din Olanda.

Sistemul, complet automat, permite ca abonatul telefonic chemător să semnalizeze abonatului mobil chemat că doreşte să comunice cu el prin reţeaua telefonică publică. Se discută principiul de funcţionare al sistemului pe baza schemelor bloc ale receptorului şi centralei *Simofoon*. Se arată considerantele care au stat la baza alegerii sistemului de tonuri pentru realizarea apelului selectiv şi măsurile de protecţie luate pentru a asigura funcţionarea corectă a întregului echipament. Se dau cîteva detalii asupra receptorului *Simofoon* cu tranzistoare.

RUDILOSSO, C. **Formule cu aplicare practică în tehnica liniilor de radioreleu.** În : Note, Recensioni e Notizie, 11 (1962), nr. 5 pag. 475—505, 1 tab., 20 diagr., 38 ref. bibl.

Se dau formule cu aplicare practică pentru proiectarea, instalarea, recepţia şi exploatarea liniilor de radioreleu.

Formulele sînt simple, nu pretind calcule complicate pentru aplicarea lor, şi permit calculul cîştigului antenelor utilizate la liniile de radioreleu, precum şi al diagramelor de radiaţie şi al dimensiunilor limită ale antenelor.

Se deduc formule în legătură cu propagarea, şi anume : indicele troposferic, unghiul de incidenţă al undelor electromagnetice, corecţia datorită profilului terenului, condiţiile de vizibilitate, pierderile prin difracţie, condiţiile de propagare în cazul introducerii pe traiectul undelor electromagnetice a unor oglinzi sau prizme electromagnetice, influenţa reflexiilor pe sol şi atenuarea totală a unei linii de radioreleu.

GHEORGHIEV, V. K. **Cu privire la caracteristicile comparative ale sistemelor telegrafice cu modulaţie de frecvenţă şi cu modulaţie de fază într-o cale cu fading.** În : Elektrosveazi (1962), nr. 12, pag. 14—18, 1 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

În cazul unei viteze constante de transmitere a informaţiei, sistemele telegrafice cu modulaţie de fază sînt mai stabile faţă de perturbaţiile de fluctuaţie decît sistemele telegrafice cu modulaţia de frecvenţă într-o gamă largă a valorilor raportului valorilor medii statistice ale puterilor semnalului şi perturbaţiei de fluctuaţie. Avantajele sistemelor telegrafice cu modulaţie de frecvenţă faţă de cele cu modulaţie de fază încep să se manifeste de regulă abia în condiţiile în care ambele sisteme asigură de fapt o calitate satisfăcătoare a recepţiei, astfel că măsurile pentru reducerea probabilităţii erorilor nu mai prezintă o importanţă atît de mare.

În benzile supraîncărcate, în care calitatea transmisiunii este determinată de nivelul perturbaţiilor reciproce, datorite staţiilor învecinate căii, sistemelor telegrafice cu modulaţie de fază asigură în majoritatea cazurilor o mai bună stabilitate faţă de perturbaţii.

O condiţie importantă pentru utilizarea raţională a sistemelor de telegrafie multicăi cu modulaţie de fază pe liniile radio cu fading constă în asigurarea posibilităţii de funcţionare cu semnale de durată variabilă, iar în unele cazuri, şi cu un număr variabil de poziţii.

NEIMAN, M. S. şi ZEMTOV, G. P. **Trighere de amplitudine cu diode tunel.** În : Radiotehnika, **18** (1963), nr. 1 pag. 40—47, 7 fig, 5 diagr., 4 ref. bibl.

Se studiază problemele constructive privind trigherele cu diode tunel pentru sistemele de automatică discretă, radioimpulsuri de calcul şi logica cu metoda de înregistrare prin amplitudine a informaţiilor. Se discută condiţiile de obţinere a unei autoexcitaţii rigide şi condiţiile care determină lăţimea zonei bistabile. Se dau rezultatele cercetărilor experimentale efectuate asupra trigherelor cu diode tunel pentru frecvenţele de 4,9 şi de 520 MHz.

Oscilogramele obţinute arată că durata proceselor tranzistorii la trecerea dintr-o stare stabilă în cealaltă stare stabilă este de ordinul a trei-patru perioade de oscilaţie.

Proprietatea principală a trigherelor cu diode tunel constă în puterea mică consumată şi tensiunea redusă a surselor de alimentare.

GREITER, O. **Etajele de ieşire ale amplificatoarelor cu tranzistoare.** În : Wireless World, 69 (1963), nr. 1 şi 2, pag. 17—20 şi 95—98, 9 fig.

Se discută cele trei forme ale circuitelor în punte cel mai des utilizate în etajele de ieşire ale amplificatoarelor cu tranzistoare. Se arată avantajele şi dezavantajele utilizării tranzistoarelor, condiţiile de adaptare şi consideraţiile referitoare la valorile limită ale caracteristicilor tranzistoarelor de putere. Se indică particularităţile specifice celor trei montaje : în contratimp, punte completă şi contratimp fără transformator de ieşire.

Se discută apoi cerinţele impuse surselor de electroalimentare, luîndu-se în consideraţie felul în care trebuie să fie utilizate tranzistoarele în circuitul în punte ales. Se arată motivele utilizării etajelor cu emiter comun şi se examinează posibilităţile de combinare a tranzistoarelor în scopul reducerii distorsiunilor, simplificării etajului de atac şi măririi puterii utile.

POSCHENRIEDER, W. **Metodă multiplex cu diviziune în timp în tehnica comunicaţiilor telefonice.** În : Siemens Zeitschrift, 37 (1963), nr. 1, pag. 16—19, 4 fig. bibl.

Metoda multiplex cu diviziune în timp a fost aplicată în telegrafie încă din secolul al 19-lea. Datorită tehnicii impulsurilor şi perfecţionării construcţiei tuburilor electronice, care s-au dezvoltat puternic în ultimele decenii, s-a putut pune bazele utilizării acestor metode şi în telefonie. Astăzi, noua tehnică perfecţionată a teletransmisiunilor nu mai poate să fie concepută fără să se recurgă la multiplele metode bazate pe modulaţia impulsurilor şi care lucrează după principiul multiplex cu diviziune în timp. Întrebuinţarea intensivă a liniilor aeriene a devenit o necesitate de prim ordin în ultimul timp. În dezvoltarea care a avut loc s-au profilat două tendinţe pentru utilizarea intensivă a acestui sistem şi anume : micşorarea simţitoare a dimensiunilor aparatelor telefonice şi îmbunătăţirea funcţionării lor prin reducerea la minimum a punctelor de comutaţie de pe traseul folosit de comunicaţia telefonică.

Pentru viitor se prevede posibilitatea deservirii traficului telefonic intercontinental, folosindu-se o comutaţie realizată cu ajutorul reflexiei undelor pe suprafaţa unor sateliţi artificiali.

SCHWOB, J. **Distorsiunea neliniară a unui semnal telefonic multiplex cu repartiție de frecvență și preaccentuare.** În : Cables et Transmission, **17** (1963), nr. 1, pag. 37—55, 1 tab., 13 diagr. 10 reg. bibl.

Din discutarea alegerii unui semnal-tip simplu pentru studiul matematic al unui semnal oarecare de telefonie multiplex rezultă că, în cazul unui mare număr de căi, trebuie să facem să corespundă acestui semnal o funcție aleatorie staționară la placiană cu spectru continuu ; se recomandă ca această reprezentare să fie adoptată în toate cazurile.

Spectrul modificării unui asmenea semnal, datorită distorsiunii lui de traversare a unui sistem de transmisiune neliniară este calculat pentru cazul în care acțiunea acestui sistem asupra semnalului este reprezentată printr-un operator polinomial general, sumă de operatori omogeni. Se deduc formulele explicite pentru distorsiunile de ordinele doi și trei ale unui semnal cu spectru limitat, căruia i se aplică apoi o preaccentuare liniară caracterizată printr-o densitate spectrală exponențială, în cazul simplu cînd caracteristica sistemului este obținută aplicînd operatori liniari termenelor unui polinom algebric în raport cu semnalul.

Aceste formule sînt utilizate pentru calculul puterii psofometrice a zgomotului de intermodulație la nivelul relativ zero într-o cale telefonică a unui sistem de curenți purtători cu preaccentuare.

SEVCIK, V. N. și SINITIN N. I. **Influența reflexiilor asupra funcționării carcinotronului.** În : Radiotehnika i Elektronika 8 (1963) nr. 1. pag. 99—107, 7 diagr., 15 ref. bibl.

Reflexia energiei de înaltă frecvență datorită sarcinii capetelor sistemului de întîrziere și elementelor acestuia poate conduce la variația caracteristicii de frecvență și a condițiilor de apariție a oscilațiilor în carcinotron (tub cu undă inversă). De aceea, cunoașterea influenței reflexiilor asupra funcționării carcinotronului este o condiție importantă la construirea și utilizarea practică a acestuia.

Se studiază problemele legate de influența reflexiilor asupra parametrilor de pornire ai carcinotronului, ținîndu-se seama de acțiunea sarcinii spațiale. Pe baza ecuațiilor obținute se trasează diagramele de variație a curbei de frecvență și a curentului de pornire în funcție de mărimea și faza semnalului reflectat. Rezultatele analizei coincid foarte bine cu cele experimentale. Pe baza lor se studiază funcționarea carcinotronului în regim de semnale mari.

BREETING, I. Y. H. **1000 m — un nou tub cu undă progresivă pentru 2 GHz, avînd un randament ridicat,** (În : Elektronische Rundschau, **17** (1963), nr. 1 pag. 11—16,13 ref. bibl.

Radioreleele de mare capacitate necesită în etajul final al emițătorului tuburi cu undă progresivă de mare putere. Tubul descris, de tip Y.H.1 000, este destinat pentru banda de 1,7 ... 2,1 GHz și asigură o putere utilă de 18 W. În funcție de curentul catodic, puterea de saturație variază între 14 ... 22 W.

Tubul YH. 1 000 este destinat să funcționeze în radioreleul FM 960 TV 1 900. Pentru ca acest tub să satisfacă cerințele impuse de funcționarea într-un echipament de radioreleu, trebuie să îndeplinească următoarele condiții : să asigure puterea necesară, amplificarea de putere a tubului să fie astfel încît să se obțină puterea nominală de ieșire pentru puterea de exitație de cîțiva miliwați, furnizată de etajul de mixaj de putere, puterea de zgomot produsă de tubul cu undă progresivă să nu reprezinte mai mult de 10% din puterea de zgomot totală, durata de funcționare a tubului să fie de cel puțin 10 000 ore, tubul să aibă un randament ridicat, puterea de ieșire a tubului să nu varieze cu frecvența în banda de lucru, precum și ca tubul să aibă un gabarit redus.

KLIMOV, M. A. **Metode de reducere a influenței stațiilor de radio asupra circuitelor în cablu.** În : Vestnik Sveazi, **23** (1963), nr. 2 pag. 14—15, 4 fig.

În cazul echipării circuitelor de telecomunicații în cablu cu sisteme funcționînd în banda frecvențelor de peste 150 kHz, de exemplu sistemul K.60, care lucrează în banda frecvențelor cuprinse între 12 ... 252 kHz, stațiile de radio pot influența diferitele căi din acest sistem. Tensiuni mari, deosebit de dăunătoare, provenite de la stațiile de radiodifuziune de mare putere apar în circuitele din cablurile cu învelișuri nemetalice. În cazurile cînd cablurile sînt îngropate, iar în circuitele lor apar perturbații datorite stațiilor de radio, se poate determina prin calcul dacă aceste perturbații sînt datorite defectelor liniei în cablu, apropierii prea mari a traseului liniei de stațiile de radio sau conductivității scăzute a pămîntului. În funcție de rezultatele obținute din calcul, se iau măsurile corespunzătoare de micșorare a influenței stațiilor de radio asupra cablurilor de telecomunicații.

Se prezintă metodele de calcul a tensiunilor perturbatoare datorite influenței stațiilor de radio prin metode matematice și grafice. Dacă totuși tensiunile perturbatoare sînt prea mari, aceasta se datorește unei puneri la pămînt nesatisfăcătoare a învelișului cablului. Se indică metodele de determinare a acestor defecte.

TEITLIN, V. B. **Predistorsionări optime pe liniile de radiorelee multicăi cu multiplicare de frecvență.** În : Elektrosveazi, (1962), nr. 11, pag. 11—16 6 fig. 1 tab., 2 ref. bibl.

Utilizarea predistorsionării în liniile de radiorelee multicăi cu modulație de frecvență multiplicare și de frecvență a canalelor permite să se reducă apreciabil nivelul zgomotelor în canalele situate în partea superioară a spectrului. Se consideră optimală legea, în conformitate cu care se predistorsionează semnalul de grup, care asigură nivelul minim de zgomot în canalul care prezintă situația cea mai defavorabilă.

Determinarea predistorsionării ce se apropie cel mai mult de cea optimă se face prin egalizarea nivelului de zgomot în trei puncte ale spectrului de grup și este legată de rezolvarea unui sistem de ecuații algebrice neliniare.

Dacă se variază caracteristica predistorsionării astfel încît distribuția zgomotelor în canale să fie neuniformă, dar puterea lor totală în spectrul de grup să se micșoreze, se poate obține o situație în care nivelul de zgomot se nu crească în nici un canal ; o asemenea caracteristică este mai avantajoasă decît cea care asigură o distribuție uniformă a zgomotelor.

Caracteristica optimă de predistorsionare va fi deci cea care asigură simultan egalizarea nivelurilor zgomotelor în canale și minimalizarea puterii lor totale.

SCHWEIGERT, H. **Demodularea semnalelor modulate în frecvență.** În : Radioschau, **38** (1962), nr. 11, pag.430—433, 15 tabl., 10 ref. bibl.

După o scurtă introducere privind tehnica modulației de frecvență și importanța acesteia în legătură cu dezvoltarea radiodifuziunii pe unde metrice, se explică noțiunea de deviație de frecvență.

Demodularea semnalelor modulate în frecvență se obține fie cu ajutorul unui circuit cu proprietăți de discriminare a frecvenței și detectarea după aceea a oscilațiilor modulate în amplitudine, fie direct.

Înaintea discriminatorului se găsește un limitator, sau discriminatorul este astfel realizat încît îndeplinește și această funcție.

Principalele tipuri de discriminatoare sînt : demodulatorul fronturilor semnalelor, discriminatorul în contratimp, discriminatorul de fază, detectorul de raport și detectorul cu unghi de defazare.

Cel mai răspîndit tip de discriminator în receptoarele obișnuite este detectorul de raport, care îndeplinește și funcția de limitator.

ZELENKA, J., **Rezonatoare piezoelectrice cu cuarț pentru etaloane de frecvență.** În : Slaboproudy obzor, 24, nr. 5, mai, 1963, p. 259—263, 11 fig., 2 tab., 24 ref. bibl.

Sînt descrise rezonatoarele de tip GT și rezonatoarele plan-convexe de tip AT care fac parte din grupa rezonatoarelor piezoelectrice cu cuarț folosite la stabilizarea frecvenței etaloanelor de timpi și de frecvență. Cele două tipuri de rezonatoare sînt descrise pe scurt și se dau valorile parametrilor

circuitului electric echivalent precum și ai stabilității temperaturii și timpilor frecvenței de rezonanță; parametrii au fost măsurați pe probe de rezonatoare GT cu frecvența de rezonanță de 100 kHz și pe probe de rezonatoare planconvecse cu frecvența de rezonanță de 2,5 MHz. Sînt date fotografii ale probelor măsurate precum și comparații între valorile măsurate și valorile publicate anterior.

MATEJKA, I. **Montaje logice cu ferotranzistoare.** În Slaboproudy obzor, 24, nr. 6, iunie, 1963, p. 320–327, 15 fig., 18 ref. bibl.

Pentru a putea fi clasificate miezurile de înregistrare destinate pentru montaje logice cu ferotranzistoare, este necesar să fie bine definiți parametrii miezului de ferită. Sînt prezentate mai multe procedee după care se poate face definirea parametrilor, arătîndu-se în numeroase diagrame modurile de calculare a parametrilor necesari la proiectarea miezurilor. În final, sînt prezentate pe scurt caracteristicile montajului logic cu ferotranzistoare, de fabricație cehoslovacă, tipul IFT10.

HOSELITZ, K. **Despre masere (amplificatoare moleculare).** În: Wireless World, 64, nr. 5, mai 1963, p. 239–241.

Sînt descrise dispozitive denumite masere și aplicarea lor la evitarea paraziților în emisiunile de televiziune.

Maserul este de obicei solid, și anume un cristal compus din atomi de crom într-o matrice nemagnetică de oxid de aluminiu, în care stările de energie pot fi descompuse și pot atinge niveluri diferite prin aplicarea unui cîmp magnetic din exterior. Descompunerea este proporțională cu intensitatea cîmpului magnetic aplicat și energia de separare corespunde la o frecvență foarte ridicată cu cîmpuri de ordinul a 2 000–3 000 Gs.

Este dată explicația fenomenelor care au loc în interiorul cristalului maser și este descrisă o instalație care funcționează cu un asemenea dispozitiv.

Recenzii

Circuite cu tranzistoare în telecomunicații. Proiectare. Scheme. Editura Tehnică, București, 1963, 670 pag., 490 fig., 263 ref. bibl.

În țara noastră, industria electrotehnică cunoaște un ritm de dezvoltare rapidă. Prevederile planului de șase ani stabilite prin Directivele Congresului al III-lea al P.M.R., pun un accent deosebit pe creșterea producției de aparate de radio și televizoare. Această creștere cantitativă va fi însoțită și de un important salt calitativ prin fabricarea de aparataj modern, cu indici tehnico-economici, la nivelul tehnicii celei mai înaintate. Realizarea acestor sarcini este de neconceput fără cunoașterea bazelor științifice ale electrotehnicii și radiotehnicii.

Din acest punct de vedere, prezenta lucrare rezolvă o necesitate legată de documentarea și pregătirea teoretică a cadrelor de ingineri și tehnicieni care lucrează în industria constructoare de mașini și aparataj de telecomunicații și aduce o contribuție importantă în clarificarea științifică a unor probleme teoretice.

Lucrarea sistematizează și generalizează experiența acumulată în țara noastră și în alte țări în domeniul tranzistoarelor. Ea este elaborată de un colectiv de 15 specialiști cu experiență în producție, în activitatea de cercetare științifică și didactică. Autorii consideră cunoscute de către cititor atît fenomenele fizice interne și proprietățile fundamentale ale tranzistorului, cît și circuitele electronice bazate pe tuburi. În lucrare sînt tratate circuitele fundamentale utilizate în electronică: amplificatoare, oscilatoare, detectoare și schimbătoare de frecvență, modulatoare etc.

Descrierea și analiza acestora este precedată de o expunere a comportării și utilizării parametrilor de bază ai tranzistorului în diferite condiții de funcționare.

În continuare se studiază principalele tipuri de aparate folosite în telecomunicații: radioreceptoare, televizoare, emițătoare radio și echipamente de curenți purtători. La elaborarea lucrării au fost consultate peste 250 cărți și articole din reviste străine și din țară apărute pînă la jumătatea anului 1962 — ceea ce reprezintă o garanție asupra conținutului științific și actualității problemelor tratate.

Autorii nu se rezumă la descrierea și analiza diferitelor circuite, ci expun o serie de metode de calcul și proiectare ilustrate cu exemple întîlnite frecvent în practică. Parte din metodele și schemele prezentate în lucrare au fost experimentate, de autori iar altă parte au fost luate din literatura de specialitate fără a fi verificate în laboratoarele noastre.

Întrucît în lucrare se tratează probleme din sectoare diferite, a fost nevoie să se apeleze la un colectiv mai mare de autori, fapt ce a dus și la coordonarea mai grea a întregii cărți.

Cartea se adresează proiectanților, inginerilor din producție, precum și studenților din ultimii ani ai facultăților de electronică.

Bibliografia este împărțită pe capitole, ceea ce ușurează activitatea de informare și de adîncire a anumitor probleme din lucrare.

Proiectantul care trebuie să rezolve un sistem de telecomunicații, găsește o serie de idei constructive, iar în literatura indicată la sfîrșitul fiecărui capitol se pot găsi amănunte cu privire la caracteristici și calcule.

Autorii își exprimă convingerea că această carte va fi de un real ajutor celor interesați la rezolvarea sarcinilor lor și salută orice observație prin care s-ar putea îmbunătăți lucrarea pentru edițiile viitoare.

Prin înalta ținută științifică, conținutul bogat și modern, cartea se situează la nivelul lucrărilor valoroase apărute pînă acum în alte țări.

Materialul bogat și expunerea sistematică adoptată de către autori, fac ca această lucrare să fie utilă și interesantă.

Stilul în care este scrisă lucrarea este accesibil și lucrarea se poate urmări ușor. Figurile lămuresc conținutul lucrării și în general sînt prezentate îngrijit.

Ca încheiere trebuie subliniat încă o dată meritul colectivului de autori de a edita o lucrare clară și utilă.

Lucrarea este apărută în bune condiții grafice, situîndu-se și din acest punct de vedere la nivelul lucrărilor apărute în literatura străină de specialitate.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

INVENȚII și INOVAȚII

FILTRU RC

Brevet R.P.R. 41206

Pentru filtrarea pulsațiilor de frecvență se utilizează filtre RC cu mai multe celule. În unele cazuri, ca de exemplu la dispozitivele de telemăsurare în frecvență de impulsuri, frecvența impulsurilor variază în limite foarte mari, proporțional cu valoarea semnalului transmis. Folosirea filtrelor RC în aceste condiții prezintă dezavantajul că ele trebuie dimensionate pentru frecvența cea mai joasă posibilă în funcționarea normală ceea ce face ca constanta lor de timp să fie mare și deci timpul de stabilitate a indicațiilor aparatelor de telemăsurare să fie dezavantajos de lung.

Potrivit invenției realizate de către ing. Mario Duma și ing. Harri Herșcovici se poate înlătura acest dezavantaj, în cazul cînd curentul filtrat variază cu frecvența de impuls, prin aceea că filtrul este constituit din una sau mai multe celule cuprinzînd una sau mai multe rezistențe neliniare, a căror valoare variază în funcție de valoarea curentului care o parcurge. Prin variația frecvenței de impulsuri variază curentul și valoarea rezistenței neliniare și în consecință variază și caracteristica de frecvență a filtrului. Ca un exemplu de realizare a unui filtru RC potrivit invenției, în cele ce urmează este descris un astfel de filtru cu două rezistențe, din care una neliniară, în legătură și cu schema din figura 1 care reprezintă schema electrică a filtrului.

Filtrul RC constituit din condensatoarele C_1, C_2, și C_3 și din rezistența liniară R_1 și rezistența neliniară R_2 primește un curent pulsatoriu de la sursa reprezentată în schema bloc prin S.

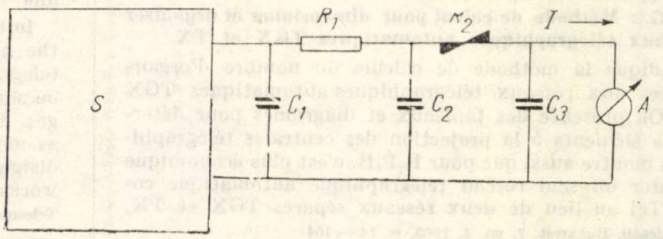


Fig. 1

În cazul cînd valoarea medie a curentului I care este măsurată de aparatul A este proporțională cu frecvența pulsațiilor, pentru rezistența R_2 se alege o rezistență cu coeficient termic negativ, astfel încît la creșterea frecvenței, respectiv a curentului, scade valoarea rezistenței R_2 reducîndu-se constanta de timp a filtrului.

Filtrul RC potrivit invenției prezintă avantajul că permite obținerea atît a unui filtraj bun, la frecvența cea mai coborîtă de lucru cît și a unei constante de timp satisfăcătoare la frecvențele de lucru medii sau superioare.

SOMMAIRE

621.395.664.3 Limitation de l'amplitude

Condrea, S. : **Limitation de l'amplitude du signal téléphonique**

On étudie le caractéristiques du signal téléphonique limité en emplitude. On fait l'analyse des avantages de la limitation de l'amplitude dans les antretiens téléphoniques de frequantation vocale et de haute frequantation.

Les résultats éxpérimentales soulignent que ce procédé de limitation des amplitudes peut être appliqué avec succès par des voies de courents portatifs exposées aux perturbation, en obtenant des transmissions intélligibles la ou, sans l'application du procèdé, la communication serait impossible.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 141–147

621.394.34 Réseaux télégraphiques automatiques

Stelian, G. : **Méthode de calcul pour dimensioner et organiser les réseaux télégraphiques automatiques TGX et TX**

On indique la méthode de calcule du nombre d'organs nécessaires aux réseaux télégraphiques automatiques TGX et TX. On présente des tableaux et diagrames pour déterminer les éléments à la projection des centrales télégraphiques. On montre aussi que pour R.P.R. c'est plus économique de projeter un seul réseau télégraphique automatique commun (Tc) au lieu de deux réseaux séparés TGX et TX.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 148–154

621.396.7 Station de radiodifusion
621.3.029.6 Ondes ultra-courtes

Ioniță, B. : **Stations de radiodifusion modernes sur ondes ultra-courtes**

On présente en grandes lignes la déscription de l'équipment d'une station de radiodifusion sur ondes ultra-courtes, en insistant sur les particularitées plus intéressantes. L'appareillage employé est des construction sovietique étant déstiné à la transmission simultanée de deux programmes de radiodifusion de haute qualité avec modulation de fréquence dans la bade de 67-73 MHz.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 154–159

621.3.029.65 Micro-ondes

Rulea, Gh.: **Problèmes des proection des couplages directionales**

On présente an résumé les principeaux types de couplages directionales utilisés en micro-ondes. On fait l'analyse du domain de directivité infinie au couplage de type „Berthe" et on interprète des résultats.

On met en évidence l'influence de l'atténuation dans le quide à pertes et de l'atténuation au passage par fente sur la directivitée et le couplage des couplages directionales à plusieurs fentes.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 159–164

621.397.66.2 Synchronisation en télévision

Popovici, Al. : **Etude comparatif des synchro-générateurs pour la télévision**

On présente un bref regard rétrospectif sur les solutions existentes suivi d'une étude comparative pour choisir une solution optime.

La complexitée de l'instalation élimine la possibilitée d'une appréciation définitive, et c'est pour cela qu'on analyse plusieurs variantes. On presente la plus nouvelle solution d'un synchro-générateur à éléments magnetiques ayant la boucle „hysteresis" de forme rectangulaire.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 164–174

621.375 Amplificateurs

Costiner, Ed. : **Analyse graphique du courant dans les étages amplificateurs de puissance**

On présente une méthode originale d'analyse graphique rapide du courant dans les étages amplificateurs de puissance et les conclusions rezultantes.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 174–178

621.396.62 Radiorecepteurs

Mihăilescu, E. : **Le radiorecepteur S 605 T_2 „Turist"**

On présante la schéma de principe et les details de fonctionement du radio-recepteur „Turist".

On donne les particularitées constructiones et une liste des matériaux électriques et des pièces principales.

Telecomunicații, Bukarest, 7 no. 4. 1963. p. 179–181

CONTENTS

621.395.664.3 Amplitude limiting

Condrea, S. : **Amplitude limiting of telephonic signal**

The paper contains a study of telephone signal characteristics, with referarce to amplitude limitation of this signal.

An analysis is given as to norits of amplitude limiting in telepfone talks of vocal and high frequencies.

Experimental data an pointing out successful aplication of this amplitude limitation nothod with ways of bearing electric currents, which are exposed to troubles; inteligible transmissien are obtained where comunication would be impossible without the mentioned method aplication.

Telecomunicații, Bukarest, 7. nr. 4. 1963. p. 141–147

621.394.34 Automatic telegraph netrovorks

Stelian, G. : **Computing method to size and organize TGX and TX, automatic telegraph networks**

In this paper is mentioned a computing method for setlling the number of parts needed by TGX and TX automatic telegraph networks. Tables and diaframs are given to determine some élements required for automatic telegraph exchanges. For Roumaine (R.P.R.), a demonstration shows also as more economic one simple automatic telegraph network disign-in comun-(Tc), then two distinct TGX anh TX networks.

Telecomunicații, Bukarest 7 nr. 4. 1963. p. 148–154

621.396.7 Radio-bwodcasting station
621.3.029.6 Ultra short-wave

Ioniță, B. : **Modern ultra short-wave radio-broadcosting stations,**

In big lines the paper shows the equipment description of a ultra short-wave, radio-broadcasting station, pointing aut the more interesting characteristics. Its equipment is of soviet and intended for two simultaneans radio-broadcasting programes of high quality, with frequency modulation in the 67–73 MHz band.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 154–159

621.3.029.64 Micro-waves

Rulea, Gh.: **Directional couplings design problems**

In this paper some main types oI directional couplinge used with micro-waves are shortly presented.

There is also an analysis of the infinite directivity field with the „Berthe" coupling type and results are interpretated.

The author points out the influence of diminution in the guide with losses and of diminution duc to fantă (gap) trawersing on directivity and coupling of directional couplings with multi-fante (gap).

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 159–164

621.397.66.2 Television sincronisation

Popovici, Al. : **A comparative study of sincro-generators to be used in television**

A short restrospective view on existing solutions is presented and followed by a comparative study for best solution choose.

Newest solution is givers of a sincro-generator with magnetic elements and hysteresis loop of rectangular shape.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 164–174

621.375 Amplifyers

Costiner, Ed. : **Graphic-analyses of electric current in the power-amplifyer steps**

An original method is given for rapid graphic analysis of electric curent in the power-amplifyer steps, as well as final conclusions en operation range selection for theese amplifyers.

Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 174–178

621.396.62 Radio-receivers

Mihăilescu, E. : **Radio-receiver S 605 T_2 „Tourist"**

The paper presents a basis scheme and details concerning „Tourist" radio-receiver operation.

Structural characteristics are given and in addition a list containing electric materials am main parts for this radio-receiver.

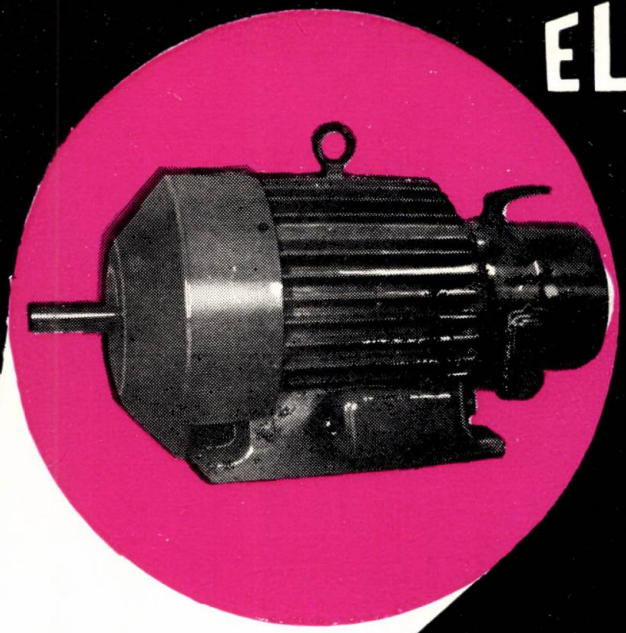
Telecomunicații, Bukarest, 7. no. 4. 1963. p. 179–181

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ÎNTREPRINDEREA

ELECTROMOTOR

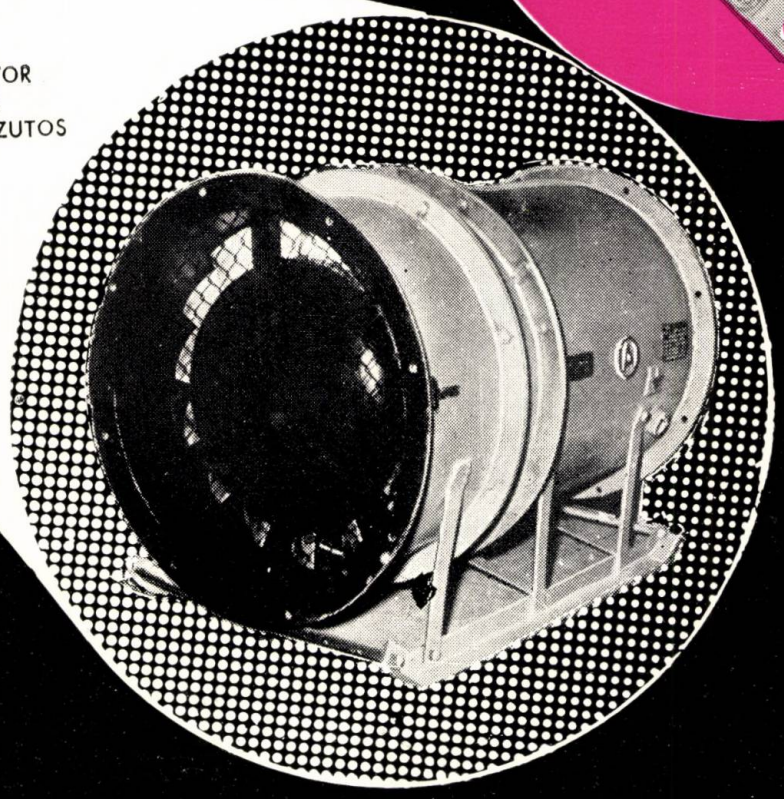
TIMIŞOARA



MOTOR ASINCRON TRIFAZAT

RELEU REGULATOR

VENTILATOR DE MINĂ ANTIGRIZUTOS



execută:

Motoare electrice trifazate cu rotor în scurt circuit de 7,5—30 kw cu rotor bobinat de 4,5—28 kw

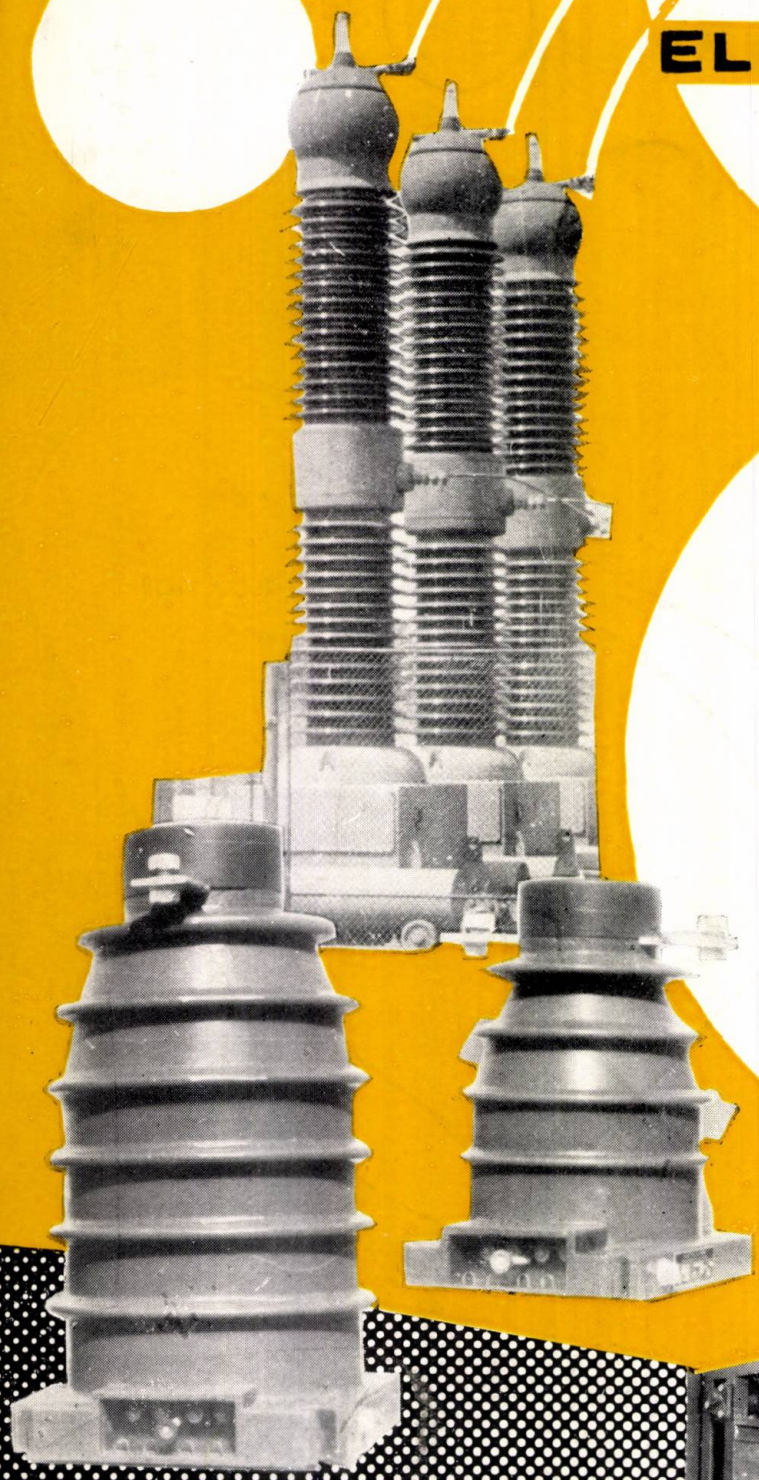
Ventilatoare de mină · antigrizutoase
Generatoare de curent continuu 12 v

Relee regulatoare pentru autovehicule şi tractoare

UZINELE

ELECTROPUTERE

CRAIOVA



FABRICĂ:

APARATE
PENTRU INSTALAŢII
ELECTRICE DE MEDIE ŞI ÎNALTĂ
TENSIUNE PÎNĂ LA 110 kV

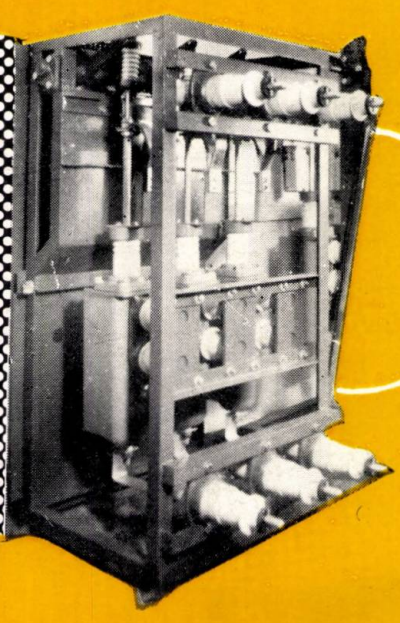
ca:

ÎNTRERUPĂTOARE CU ULEI PUŢIN

TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

CELULE PREFABRICATE
DE 6(10) kV

SEPARATOARE



44 201

LEI 5

1741

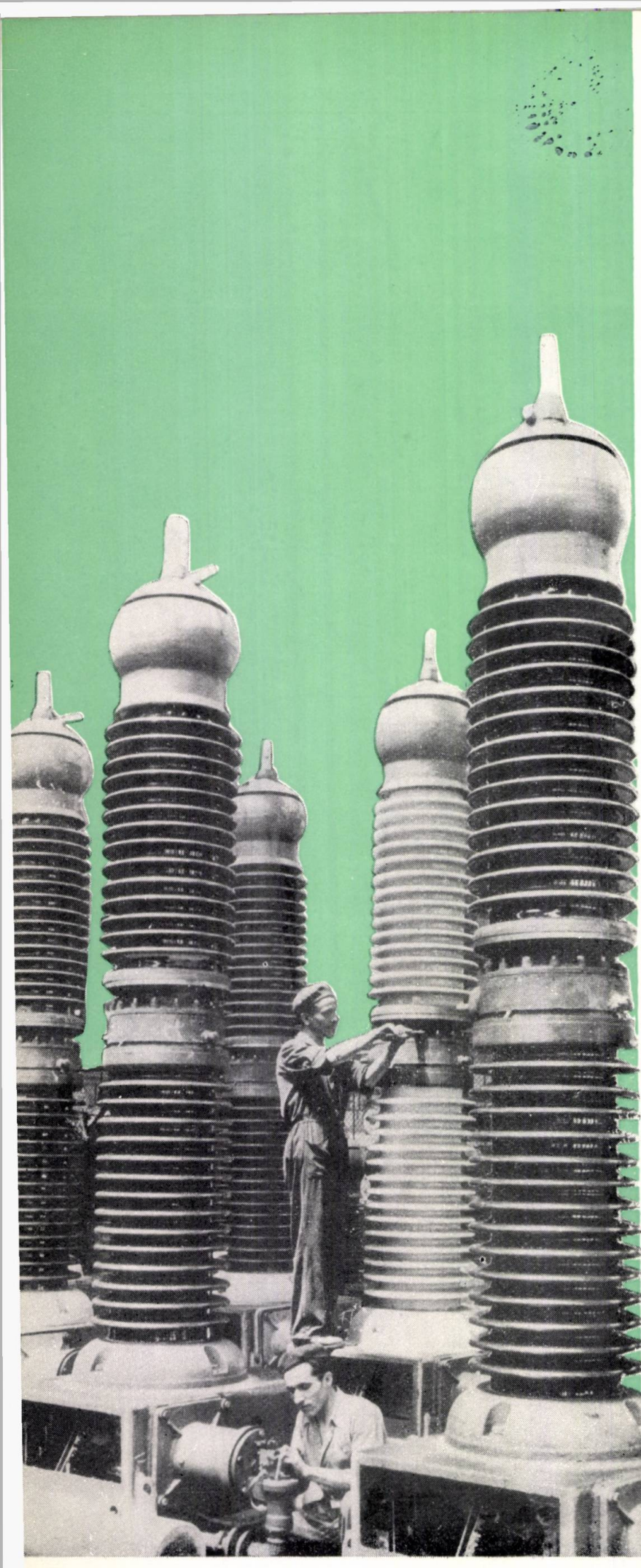
telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII · TELEFONIE · TELEGRAFIE · TELEVIZIUNE · ELECTROACUSTICĂ

1963

5

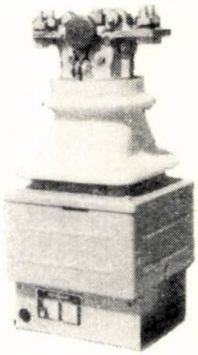
TELECOMUNICAȚII ★ Anul 7 ★ Nr. 5 ★ p. 193—240 ★ București ★ septembrie—octombrie 1963

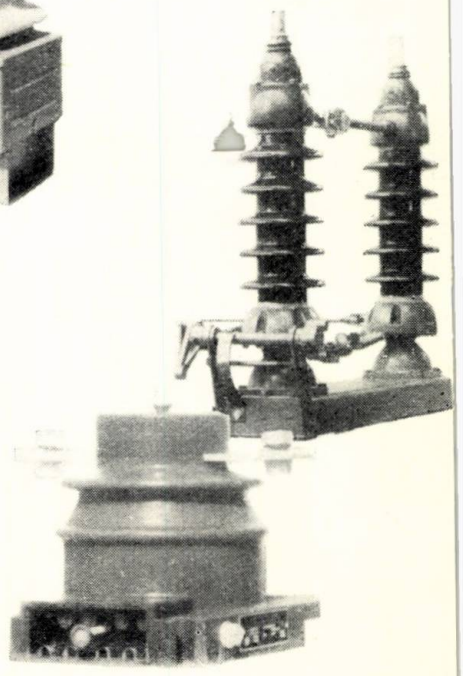


UZINELE
ELECTROPUTERE
CRAIOVA

FABRICĂ:

APARATE
PENTRU INSTALAȚII
ELECTRICE DE MEDIE ȘI ÎNALTĂ
TENSIUNE PÎNĂ LA 110 kV





MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75

Anul 7 Nr. 5 septembrie—octombrie

Comitetul de redacţie

ing. I. ANDREESCU, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BĂLĂIES, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

CUPRINS

621.311.1 Reţele electrice
621.376 Modulaţie în frecvenţă

Săvescu, M. **Determinarea răspunsului reţelelor electrice liniare la semnale modulate în freeveţă sau fază cu impulsuri.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 193—199.

Se dă o metodă de calcul al răspunsului reţelelor electrice liniare la semnale a căror frecvenţă sau fază variază în impuls. Se ia în consideraţie cazul impulsului treaptă şi cazul impulsului dreptunghiular.

621.3.042 Circuite magnetice

Bălănescu, C. şi *Căluneanu, V. M.* **Instalaţii pentru sortat miezuri de ferită în condiţii de funcţionare şi pentru încercat circuite magnetice de comutaţie.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 199—205.

Se prezintă schema de principiu a unei instalaţii de sortat miezuri de ferită, pe baza unui program de impulsuri, care pune fiecare miez în stare normală de funcţionare, însă fără bobinarea înfăşurărilor.

De asemenea se prezintă o instalaţie de încercat celule de comutaţie magnetică pe funcţiuni, acestea fiind puse în cele mai grele condiţii de funcţionare care se întîlnesc în exploatare.

621.375 Amplificatoare

Forejţ I. **Diagrama amplificatorului liniar cu sarcină complexă.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 205—209.

În lucrare se prezintă o serie de diagrame universale care permit să se efectueze analiza funcţionării unui cuadripol activ din mai multe puncte de vedere.

621.385.2 Diode-tunel

Rodeanu, E. **Diode-tunel.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 209—215.

În articol se face o prezentare a diodei-tunel şi a aplicaţiilor posibile în diverse circuite electronice.

Lucrarea trece în revistă dioda-tunel, caracteristica ei statică, stabilitatea diodei în circuite, circuitul echivalent la semnale mici în curent alternativ, amplificatoare, oscilatoare şi circuite basculante cu diode-tunel, în cadrul unei prezentări generale a problemei.

621.376 Modulatoare

Măruţă, M. **Modulator echilibrat cu generator de purtător integrat.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 215—218.

Se prezintă modul în care se poate impune o nouă funcţie (oscilaţie) modulatorului activ echilibrat, pentru economisirea generatorului de purtătoare.

În lucrare se studiază posibilitatea şi condiţiile de realizare a unui astfel de modulator cu generator de purtător integrat.

621.395.34 Telefonie automată
621.52 Automatizare

Barbu, E. şi *Necula, N.* **Încadrarea circuitelor de test în relaţii şi scheme logice.** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 219—226.

În lucrare sînt analizate funcţiile complexe ale circuitului de test realizat cu dispozitive electromagnetice cu ajutorul algebrei logice. Metoda bazată pe analogii a permis stabilirea unor funcţii de lucru pentru selectoarele pas cu pas şi pentru unele elemente din circuitul de test.

621.397.6 Televizoare

Mihăilescu, E. **Televizorul VS 54—622 „Cosmos".** Telecomunicaţii, Bucureşti, 7 (1963), nr. 5, pag. 231—235.

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale televizorului „Cosmos".

Se dau particularităţile constructive şi o listă a materialelor electrice şi a pieselor principale componente.

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R. P. R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B. R. P. R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică Informaţia — Bucureşti — c. 3588

СОДЕРЖАНИЕ

621.311.1 Электрические цепи
621.376 Частотная модуляция

Савеску М.: **Определение отклика электрической линейной цепи при импульсных частотных и фазовых модулированных сигналах.** Telecomunicaţii, Бухарест, 7, (1963), № 5, стр. 193—199

Приведена методика расчета отклика электрической линейной цепи при сигналах, частота которых меняется через скачками. Приняты во внимание случаи ступенчатого и прямоугольного импульсов.

621.3.042 Магнитные цепи

Баланеску К. и *Катуняну В. М.*: **Устройство для сортировки ферритовых сердечников в рабочих условиях и для опробования коммутационных магнитных цепей.** Telecomunicaţii, Бухарест, 7 (1963) № 5, стр. 199—205

Приведена принципиальная схема устройства для сортировки ферритовых сердечников, на основе подачи ряда импульсов, которые приводят каждый сердечник в нормальное рабочее состояние, но без обмотки.

621.375 Усилители

Форейт И.: **График линейного усилителя с комплексной нагрузкой.** Telecomunicaţii, Бухарест, 7, (1963), № 5, стр. 205—209

В статье дан ряд универсальных диаграмм которые дают возможность произвести анализ работы активного четырехполюсника со следующих точек зрения:

621.385.2 Диоды—тоннель

Родяну Е. **Диоды — тоннель,** Telecomunicaţii, Бухарест, 7 (1963), № 5, стр. 209—215

В статье описан диод-тоннель и его возможные применения в различных электронных цепях. В рамках общего представления вопроса в статье даны: описание диода-тонеель, его статическая характеристика и стабильность в цепях; эквивалентная цепь при малых сигналах на переменном токе, усилители, задающие каскады (генераторные) и спусковая схема с диодом — тоннель.

621.376 Модуляторы

Маруца М.: **Балансовый модулятор с генератором, интегрированного носителя,** Telecomunicaţii, Бухарест, 7, (1963), № 5, стр. 215—218

Описан метод которым можно придать новую функцию (генераторную) активному балансовому модулятору, для экономии генератора несущих частот.

В статье изучена возможность и условия выполнения такого модулятора с генератором интегрированного носителя.

В статье изучена возможность и условия выполнения такого модулятора с генератором интегрированного носителя.

621.395.34 Автоматическая телефония
621.52 Автоматизация

Барбу Е. и Н. Некула: **Пробные цепи в рамках отношений и логических схем,** Telecomunicaţii, Бухарест, 7, (1963), № 5, стр. 219—226

В статье произведен анализ комплексных функций пробной цепи выполненной электромагнитными устройствами с помощью логической алгебры. Методт основана на аналогии и дала возможность установйиновые рабние функции для шаговых искателесно для некоторых элементов пробных цепей.

621.397.6 Телевизоры

Михайлеску Е.: **Телевизор VS 54-622 „Космос“,** Telecomunicaţii, Бухарéст, 7, (1963) № 5, стр. 231—235

Приведена принципиальная схема и описание функционирования телевизора „КОСМОС”.

Даны конструктивная характеристика и спосок электрических материалов и главных составных частей телевизора.

INHALTSVERZEICHNIS

621.311.1 Elektrische Netze
621.376 Modulation der Frequenz

Săvescu, E.: **Die Bestimmung der Antwort der linienförmigen, elektrischen Netze auf die modulierten Signale in Frequenz oder Phase, mit Impuls,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), nr. 5, S. 193—199

Man zeigt eine Berechnungsmethode der Antwort der linienförmigen, elektrischen Netze auf Signale deren Frequenz oder Phase sich im Impuls verändern. Man behandelt den Fall des Stufenimpulses und den Fall des rechtwinkligen Impulses.

621.3.042 Magnetische Stromkreise

Bălănescu C. und *V. M. Căluneanu*: **Anlagen für die Sortierung von Ferritkerne zu den Arbeitsbedingungen und für die Ausprobierung von magnetischen Umschaltungsstromkreise,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), nr. 5, S. 199—205

Man zeigt das Grundsätzliche Schema einer Sortierungsanlage für Ferritkerne auf Grund eines Programmes der Impulse, welche jeden Kern in den normalen Arbeitszustand versetzen, aber ohne die Wiklungen abzuspulen. Gleichfalls zeigt man eine Anlage zur Untersuchung von magnetischen, nach der Funktion geordneten, Umschaltungszellen, die den schwersten, im Betrieb begegneten, Arbeitsbedingungen unterworfen sind.

621.375 Verstärker

Forejt, I.: **Das Diagramm des linienförmigen Verstärkers mit verschiedenartig zusammengesetzen Lasten,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), Nr. 5, S. 205—209

In der Arbeit zeigt man eine Reihe von allgemeinen Diagrammen, welche die Ausführung der Arbeitsanalyse eines aktiven Vierpols nach einigen Gesichtspunkten, erlauben.

621.385.2 Tuneldioden

Rodeanu, E: **Tuneldioden,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7, (1963), Nr. 5, S. 209—215

Im Artikel wird eine Darstellung der Tuneldiode und die möglichen Anwendungen bei verschiedenen elektronischen Stromkreisen, gemacht.

Im Rahmen einer allgemeinen Darstellung der Frage werden in der Arbeit die Tuneldiode, ihre statische charakteristik, die Stabilität der Diode im Stromkreis, der gleichwertige Stromkreis bei kleinen Signalen im Wechselstrom, Verstärker, Schwingungserzeuger und wechselnde Stromkreise mit Tuneldioden, beschrieben.

621.376 Modulatore

Măruță. M.: **Der ausgeglichene Modulator mit integriertem. Trägergenerator,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), Nr. 5, S. 215—218

Man zeigt die Art in welcher man dem ausgeglichenen aktiven Modulator eine neue Funktion (Schwingung), auferlegen kann, um den Trägergenerator ersparen zu können.

In der Arbeit befasst man sich mit der Möglichkeit und den Bedingungen für Bau eines solchen Modulators mit integriertem Trägergenerator.

621.395.34 Automatisches Fernsprechen
621.52 Automation

Barbu, E. und *N. Necula*: **Einreihung der Teststrommkreise in logische Beziehungen und Schemen,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), Nr. 5, S. 219—226.

In der Arbeit werden die vielseitigen Funktionen des Teststrommkreises analysiert, die mit elecktromagnetischen Vorrichtungen und mit Hilfe der logischen Algebra erreicht werden. Die auf Ubereinstimmung gestützte Methode hat die Festellung einiger Arbeitsfunktionen für die schrittweisen Wähler und für einige Elemente des Teststrommkreises, ermöglicht. Auf Grund der Arbeitsfunktionen kann man logische Teststrommkreise mit Elementen ohne Kontakt, bauen.

621.397.6 Fernsehgerätte

Mihăilescu, E.: **Das Fernsehgerät VS 54-622 „Cosmos“** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963) Nr. 5, S. 231—235

Man zeigt das grundsätzliche Schema und die Einzelheiten des Funktionierens des Fernsehgerätes „Cosmos“.

Man beschreibt die konstruktiven Eigenheiten und bringt eine Liste der elektrischen Materialien und deu hauptsächlichsten Ersatzteile des Fernsehgerätes.

telecomunicații

Anul VII * nr. 5 * septembrie — octombrie 1963

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Conf. ing. MUGUR SĂVESCU
candidat în științe tehnice

Determinarea răspunsului rețelelor electrice liniare la semnale modulate în frecvență sau fază cu impulsuri

621.311.1 Rețele electrice
621.376. Modulația în frecvență

Introducere

Problemei determinării răspunsului rețelelor electrice liniare la semnale a căror frecvență variază în regim de impulsuri i s-a acordat doar o mică atenție în literatura de specialitate [1], [2], [6], deși această problemă are o mare importanță pentru unele sisteme de telecomunicații.

O metodă de calcul a fost dată de Gonorovski, I. S. [1]. Metoda preconizată de Gonorovski este aplicabilă cazului în care semnalul de la intrarea rețelei suferă la un moment dat o variație în salt a frecvenței; în figura 1 este reprezentată variația în timp a frecvenței semnalului. Principiul metodei este următorul:

— se consideră că în intervalul de timp $-\infty < t < 0$ acționează la intrarea rețelei un semnal a cărui frecvență este constantă și egală cu ω_1;

— se determină răspunsul rețelei la întreruperea (deconectarea) semnalului de frecvență $\omega_1 (t = -0)$;

— se consideră că în intervalul de timp $0 < t < +\infty$ acționează un semnal a cărui frecvență este constantă și egală cu ω_2;

— se determină răspunsul rețelei care apare la aplicarea (conectarea) semnalului de frecvență $\omega_2 (t = +0)$.

— cunoscînd răspunsurile rețelei la deconectarea semnalului de frecvență ω_1 și la conectarea semnalului de frecvență ω_2, se deduce prin însumare — pe baza caracterului liniar al rețelei — răspunsul total la semnalul a cărui frecvență are variația dată în figura 1.

Metoda Gonorovski prezintă dezavantajul că este destul de laborioasă, incomodă în calculele inginerești, cu atît mai mult cu cît nu conduce la expresii explicite ale frecvenței sau fazei răspunsului. Totodată, trebuie arătat că metoda poate fi aplicată direct numai în cazul semnalelor a căror frecvență variază în salt.

În cele ce urmează se vor demonstra două metode care înlătură aceste dezavantaje.

Metoda integralei Laplace

Se demonstrează [3] că faza răspunsului unei rețele liniare, selective, la un semnal MF, se poate scrie:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{L^{-1}\{Y_1(s)\, L\,[\sin\theta(t)]\}}{L^{-1}\{Y_1(s)\, L\,[\cos\theta(t)]\}}, \qquad (1)$$

unde:

$\theta(t)$ reprezintă faza semnalului aplicat la intrare;

$L(\ldots)$, $L^{-1}(\ldots)$ simbolizează transformatele Laplace directă, respectiv inversă, a funcției dintre paranteze;

$Y_1(s)$ este funcția de transfer a circuitului echivalent de joasă frecvență [3].

Expresia (1) este valabilă atunci cînd frecvența semnalului (înainte de aplicarea impulsului modulator) coincide cu frecvența centrală a rețelei selective; atunci cînd această coincidență nu are loc sau cînd rețeaua nu are proprietăți selective se poate folosi o relație ceva mai complicată, de forma (2). În această expresie $\Delta\omega$ reprezintă dezacordul circuitului față de frecvența purtătoare ($\Delta\omega = \omega_0 - \omega_r$, ω_0 fiind frecvența unghiulară a purtătoarei iar ω_r frecvența centrală a rețelei). Simbolurile *Im*, *Re* indică partea reală, respectiv imaginară, a mărimii care urmează după aceste simboluri.

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{Im\, L^{-1}\{Y_1(s + j\,\Delta\omega)\, L\,[\cos\theta(t)]\} + Re\, L^{-1}\{Y_1(s + j\,\Delta\omega)\, L\,[\sin\theta(t)]\}}{Re\, L^{-1}\{Y_1(s + j\,\Delta\omega)\, L\,[\cos\theta(t)]\} - Im\, L^{-1}\{Y_1(s + j\,\Delta\omega)\, L\,[\sin\theta(t)]\}}. \qquad (2)$$

Folosirea formulei (2) în aplicațiile practice este analogă folosirii formulei (1), diferența constînd în volumul mai mare de calcule necesitat de formula (2). Din acest motiv, în cele ce urmează se va lua în considerație cazul rețelelor selective *acordate*.

Se va aplica formula generală (1) pentru cazul saltului de frecvență.

Saltul de frecvență din figura 1 este definit de relațiile:

$$\omega = \omega_1 \text{ pentru } t < 0,$$
$$\omega = \omega_2 = \omega_1 + a \text{ pentru } t > 0, \qquad (3)$$

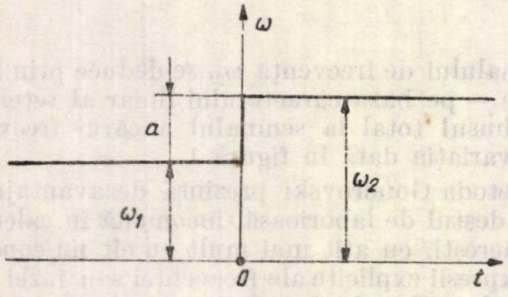


Fig. 1. Impulsul salt de frecvență.

unde a reprezintă saltul de frecvență al semnalului.

Variația în timp a fazei corespunzătoare se scrie:

$$\theta(t) = \theta_0 \text{ pentru } t < 0,$$
$$\theta(t) = \theta_0 + at \text{ pentru } t > 0, \qquad (4)$$

iar reprezentarea grafică este arătată în figura 2 (curba punctată). Fără a pierde din generalitate

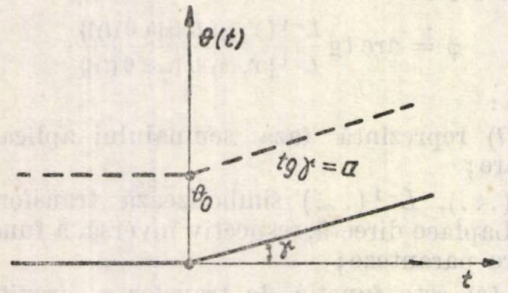


Fig. 2. Variația în timp a fazei, corespunzătoare impulsului salt de frecvență.

se poate presupune $\theta_0 = 0$ (curba trasată cu linie continuă în fig. 2). Pentru acest caz, funcțiile sin $\theta(t)$ și cos $\theta(t)$ sînt reprezentate în figurile 3 și 4.

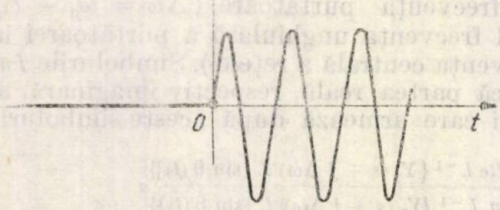


Fig. 3. Reprezentarea funcției sin $\theta(t)$.

Întrucît funcția cos $\theta(t)$ (fig. 4) nu poate fi supusă direct transformării Laplace o vom înlocui prin funcția din figura 5 în care b este un

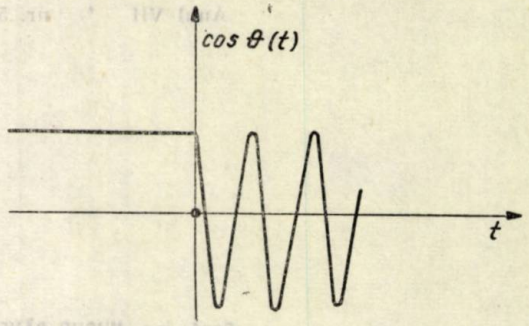


Fig. 4. Reprezentarea funcției cos $\theta(t)$.

parametru, care în expresiile finale va fi făcut să tindă către infinit.

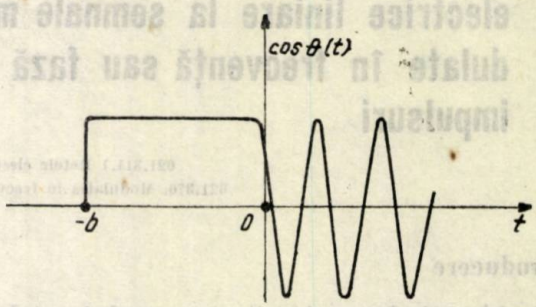


Fig. 5. Reprezentarea funcției cos $\theta(t)$ pentru momente $t \geqslant -b$.

Ținînd seama că transformatele Laplace ale funcțiilor din figurile 3 și 5 sînt respectiv

$$L[\sin\theta(t)] = \frac{a}{a^2 + s^2};$$
$$L[\cos\theta(t)] = \frac{s}{a^2 + s^2} + \frac{e^{bs} - 1}{s} \qquad (5)$$

expresia (1) se scrie:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{L^{-1}\left[\frac{aY_1(s)}{a^2 + s^2}\right]}{L^{-1}\left[\frac{sY_1(s)}{a^2 + s^2}\right] + \lim_{b \to \infty} L^{-1}\left[\frac{e^{bs} - 1}{s} Y_1(s)\right]}. \qquad (6)$$

Formula (6) exprimă sub o formă generală răspunsul unei rețele liniare selective la saltul de frecvență aplicat la intrarea rețelei.

În cele ce urmează se va aplica formula (6) pentru cîteva cazuri utile în practică.

A p l i c a ț i a 1. *Etaj de amplificare cu circuit oscilant derivație ca sarcină anodică*

În acest caz funcția de transfer $Y_1(s)$ se scrie [3] (făcînd abstracție de un factor de proporționalitate):

$$Y_1(s) = \frac{1}{1 + s\tau}, \qquad (7)$$

unde $\tau = \frac{2Q}{f_0}$, Q fiind factorul de calitate al circuitului iar f_0 frecvența de rezonanță.

Introducînd (7) în (6) se obține:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{L^{-1}\left[\frac{a}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right]}{L^{-1}\left[\frac{s}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right] + \lim_{b\to\infty} L^{-1}\left[\frac{e^{bs}-1}{s(1+s\tau)}\right]} \tag{8}$$

Calculul transformatelor inverse Laplace din expresia (8) se face ușor folosind cunoscuta teoremă a reziduurilor.

Se găsesc expresiile:

$$L^{-1}\left[\frac{a}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right] = \frac{\sin(at-\alpha)}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} + \frac{a\tau}{1+a^2\tau^2} e^{-\frac{t}{\tau}}, \tag{9}$$

$$L^{-1}\left[\frac{s}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right] = \frac{\cos(at-\alpha)}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} - \frac{1}{1+a^2\tau^2} e^{-\frac{t}{\tau}}, \tag{10}$$

$$\lim_{b\to\infty} L^{-1}\left[\frac{e^{bs}-1}{s(1+s\tau)}\right] = \lim_{b\to\infty} (1 - e^{-\frac{b}{\tau}t}) e^{-\frac{t}{\tau}} = e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{11}$$

unde:

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg} a\tau. \tag{12}$$

Rezultă că faza răspunsului se va scrie:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\sin(at-\alpha) + a\tau e^{-\frac{t}{\tau}}}{\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\cos(at-\alpha) + a^2\tau^2 e^{-\frac{t}{\tau}}}. \tag{13}$$

Aplicația 2. *Etaj de amplificare cu o pereche de circuite cuplate ca sarcină anodică (sau amplificator cu două etaje cu circuite derivație, decalat acordate)*

În acest caz funcția de transfer $Y_1(s)$ are doi poli și deci se scrie:

$$Y_1(s) = \frac{1}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} \tag{14}$$

unde τ_1, τ_2 sînt coeficienți determinați de parametrii circuitelor. Este ușor de văzut că, făcînd abstracție de factorul constant $(\tau_1 - \tau_2)$,

$$Y_1(s) = \frac{\tau_1}{1+s\tau_1} - \frac{\tau_2}{1+s\tau_2} \tag{15}$$

și deci calculele pentru noul caz se pot deduce din calculele făcute pentru aplicația precedentă.

Expresia fazei răspunsului se scrie:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{L^{-1}\left[\frac{a}{(a^2+s^2)(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right]}{L^{-1}\left[\frac{s}{(a^2+s^2)(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right] + \lim_{b\to\infty}\left[\frac{e^{bs}-1}{s(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right]}. \tag{16}$$

Din relațiile (9), (10), (11) și ținînd seama de (15) se deduc expresiile:

$$L^{-1}\left[\frac{a}{(a^2+s^2)(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right] = \frac{\tau_1}{\sqrt{1+a^2\tau_1^2}}\sin(at-\alpha_1) - \frac{\tau_2}{\sqrt{1+a^2\tau_2^2}}\sin(at-\alpha_2) + \frac{a\tau_1^2}{1+a^2\tau_1^2}\cdot e^{-t/\tau_1} - \frac{a\tau_2^2}{1+a^2\tau_2^2}\cdot e^{-t/\tau_2} \tag{17}$$

$$L^{-1}\left[\frac{s}{(a^2+s^2)(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right] = \frac{\tau_1}{\sqrt{1+a^2\tau_1^2}}\cos(at-\alpha_1) - \frac{\tau_2}{\sqrt{1+a^2\tau_2^2}}\cos(at-\alpha_2) - \frac{\tau_1}{1+a^2\tau_1^2}\cdot e^{-t/\tau_1} + \frac{\tau_2}{1+a^2\tau_2^2}\cdot e^{-t/\tau_2} \tag{18}$$

$$\lim_{b\to\infty}\left[\frac{e^{bs}-1}{s(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}\right] = \lim_{b\to\infty}\tau_1(1-e^{-bt/\tau_1})\times e^{-t/\tau_1} - \lim_{b\to\infty}\tau_2(1-e^{-\frac{b}{\tau_2}\cdot t})\cdot e^{-t/\tau_2} = \tau_1 e^{-t/\tau_1} - \tau_2 e^{-t/\tau_2} \tag{19}$$

unde: $\alpha_1 = \operatorname{arc\,tg} a\tau_1$; $\alpha_2 = \operatorname{arc\,tg} a\tau_2$.

Rezultă că faza răspunsului se va scrie în felul următor:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{A\sin(at-\alpha_1) - B\sin(at-\alpha_2) + aA^2 e^{-t/\tau_1} - aB^2 e^{-t/\tau_2}}{A\cos(at-\alpha_1) - B\cos(at-\alpha_2) - \frac{A^2}{\tau_1} e^{-t/\tau_1} + \frac{B^2}{\tau_2} e^{-t/\tau_2}} \tag{20}$$

unde: $A = \frac{\tau_1}{\sqrt{1+a^2\tau_1^2}}$; $B = \frac{\tau_2}{\sqrt{1+a^2\tau_2^2}}$.

Se va folosi, în cele ce urmează, formula (1) pentru cazul în care semnalul suferă simultan

un salt de frecvență și de fază. Pentru concretizare se va face o aplicație pentru un circuit simplu.

Aplicația 3. *Etaj de amplificare cu circuit derivație drept sarcină, la intrarea căruia se aplică simultan un salt de frecvență și un salt de fază*

Dacă a reprezintă saltul de frecvență iar b saltul fazei, atunci variația fazei este exprimată de relațiile:

$$\theta(t) = \theta_0 \text{ pentru } t < 0,$$

$$\theta(t) = \theta_0 + c + at \text{ pentru } t > 0. \quad (21)$$

Ca mai sus se va presupune $\theta_0 = 0$. Ținînd seama că

$$L[\sin\theta(t)] = L[\sin(at+c)] = \frac{s\sin c + a\cos c}{a^2 + c^2}, \quad (22)$$

$$L[\cos\theta(t)] = \frac{s\cos c - a\sin c}{a^2 + c^2}, \quad (23)$$

se calculează ușor termenii de la numărătorul și numitorul formulei (1) pentru cazul în care funcția de transfer este dată de relația (7). Se găsește:

$$L^{-1}\left[\frac{s\sin c + a\cos c}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right] = \frac{1}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} \times$$

$$\times \sin(at + c - \alpha) - \frac{e^{-t/\tau}}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} \cdot \sin(c - \alpha) \quad (24)$$

$$L^{-1}\left[\frac{s\cos c - a\sin c}{(a^2+s^2)(1+s\tau)}\right] = \frac{1}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} \times$$

$$\times \cos(at + c - \alpha) - \frac{e^{-t/\tau}}{\sqrt{1+a^2\tau^2}} \cdot \cos(c - \alpha) \quad (25)$$

$$\lim_{b\to\infty}\left[\frac{e^{bs}-1}{s(1+s\tau)}\right] = e^{-t/\tau} \quad (26)$$

unde literele au semnificațiile de mai înainte. Rezultă că faza răspunsului se va scrie:

$$\varphi = \text{arc tg}\frac{\sin(at+c-\alpha) - e^{-t/\tau}\sin(c-\alpha)}{\cos(at+c-\alpha) - \cos(c-\alpha) + \sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot e^{-t/\tau}}. \quad (27)$$

Metoda integralei Duhamel

Se demonstrează [4] că faza răspunsului unei rețele liniare selective, la un semnal cu modulație de fază și frecvență, se scrie:

$$\varphi = \text{arc tg}\frac{\int_0^t A'(\lambda)\, A_{1i}(t-\lambda)\, d\lambda}{\int_0^t A'(\lambda)\, A_{1r}(t-\lambda)\, d\lambda} \quad (28)$$

unde:

$A'(\lambda)$ reprezintă derivata amplitudinii tranzitorii [4] a rețelei (derivata amplitudinii răspunsului rețelei la un semnal sinusoidal de amplitudine unitară și de frecvență egală cu frecvența centrală a rețelei).

$A_{1i}(t-\lambda)$, $A_{1r}(t-\lambda)$ sînt respectiv partea imaginară și partea reală a înfășurătorii complexe [4] a semnalului, părți calculate la momentul $t - \lambda$ (t reprezintă variabila timp, iar λ variabila de integrare).

Relația (28) este valabilă pentru cazul rețelelor selective *acordate* pe frecvența semnalului. Dacă rețeaua nu este acordată pe frecvența semnalului sau dacă ea nu are proprietăți selective se poate scrie [4] o formulă analogă formulei (28) însă cu un grad ceva mai mare de complexitate.

Din acest motiv, în cele ce urmează, se va lua în considerare cazul rețelelor selective *acordate*.

Se va da o singură aplicație pentru cazul unui etaj amplificator cu circuit derivație ca sarcină, la intrarea căruia se aplică un salt de frecvență. În acest caz amplitudinea tranzitorie este dată [5] de:

$$A(t) = \frac{1}{r}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (29)$$

unde τ are semnificația dată mai sus iar r reprezintă rezistența circuitului.

Se deduce:

$$A'(\lambda) = \frac{1}{r\tau}\cdot e^{-\lambda/\tau}. \quad (30)$$

Pentru saltul de frecvență, definit de relațiile (4) (în ipoteza $\theta_0 = 0$), se scrie:

$$A_{1i}(t) = 0,\ A_{1r}(t) = 1 \text{ pentru } t < 0, \quad (31)$$

$$A_{1i}(t) = \sin at,\ A_{1r}(t) = \cos at \text{ pentru } t > 0$$

unde s-a presupus amplitudinea semnalului egală cu 1.

În acest fel, integralele elementare din (28) se scriu:

$$\frac{1}{r\tau}\int_0^t e^{-\lambda/\tau}\cdot\sin a(t-\lambda)\cdot d\lambda = \frac{1}{r}\left(\frac{a\tau}{1+a^2\tau^2} \times\right.$$

$$\left.\times e^{-t/\tau} + \frac{1}{1+a^2\tau^2}\sin at - \frac{a\tau}{1+a^2\tau^2}\cos at\right) =$$

$$= \frac{1}{r(1+a^2\tau^2)}\left[a\tau\, e^{-t/\tau} + \sqrt{1+a^2\tau^2}\sin(at-\alpha)\right] \quad (32)$$

$$\frac{1}{r\tau}\int_0^t e^{-\lambda/\tau}\cos a(t-\lambda)\, d\lambda = \frac{1}{r}\left(-\frac{e^{-t/\tau}}{1+a^2\tau^2} +\right.$$

$$\left. + \frac{a\tau}{1+a^2\tau^2}\sin at + \frac{1}{1+a^2\tau^2}\cos at\right) =$$

$$= \frac{1}{r(1+a^2\tau^2)}\left[-e^{-t/\tau} + \sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\cos(at-\alpha)\right]. \quad (33)$$

Deoarece partea reală $A_{1r}(t)$ a înfășurătorii semnalului nu este nulă înainte de momentul $t = 0$, este necesar pentru calculul complet al nu-

mitorului expresiei (28) să se adauge la expresia (33) termenul $\frac{e}{r}^{-\frac{t}{\tau}}$. Cu aceasta numitorul se scrie:

$$\frac{1}{r(1+a^2\tau^2)}\left[-e^{-t/\tau}+\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\cos(at-\alpha)\right]+\frac{e}{r}^{-\frac{t}{\tau}}=$$

$$=\frac{1}{r(1+a^2)\tau^2}\left[a^2\tau^2 e^{-t/\tau}+\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\cos(at-\alpha)\right], \quad (34)$$

iar expresia fazei devine:

$$\varphi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\sin(at-\alpha)+a\tau e^{-t/\tau}}{\sqrt{1+a^2\tau^2}\cdot\cos(at-\alpha)+a^2\tau^2 e^{-t/\tau}}. \quad (35)$$

Expresia (35) coincide cu expresia (13).

* * *

Relațiile (1), (28) pot fi aplicate și pentru alte tipuri de semnale modulate cu impulsuri de frecvență sau fază. Astfel, se poate presupune

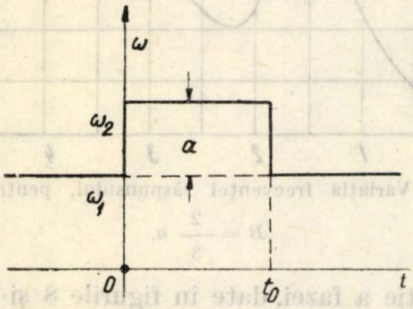


Fig. 6. Impulsul dreptunghiular de frecvență.

că modulația se face în frecvență cu un impuls dreptunghiular (fig. 6). În acest caz se scrie (fig. 7):

$$\theta(t)=0 \text{ pentru } t<0 \text{ și } t>t_0,$$
$$\theta(t)=at \text{ pentru } 0<t<t_0. \quad (36)$$

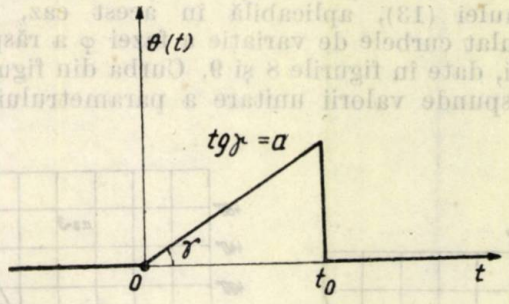


Fig. 7. Variația în timp a fazei, corespunzătoare impulsului dreptunghiular de frecvență.

Aplicînd formula (1) ca și mai înainte, trebuie să se calculeze transformatele $L[\sin\theta(t)]$, $L[\cos\theta(t)]$. Este ușor de văzut că în cazul de față:

$$L[\sin\theta(t)]=\frac{a}{a^2+s^2}-\frac{s}{a^2+s^2}\cdot e^{-st_0}\sin at_0-$$
$$-\frac{ae^{-st_0}}{a^2+s^2}\cos at_0; \quad (37)$$

$$L[\cos\theta(t)]=\frac{s}{a^2+s^2}-\frac{se^{-st_0}}{a^2+s^2}\cos at_0+$$
$$+\frac{ae^{-st_0}}{a^2+s^2}\sin a\,t_0+\frac{e^{bs}-1}{s}. \quad (38)$$

Ultimul termen din relația (38) rezultă pe baza considerentelor făcute în legătură cu formula (5).

Ținînd seama de relațiile (1), (37), (38), se deduce expresia fazei răspunsului:

$$\varphi=\operatorname{arc\,tg}\frac{L^{-1}\left[\frac{aY_1(s)}{a^2+s^2}\right]-\sin at_0\,L^{-1}\left[\frac{se^{-st_0}Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]-a\cos at_0\,L^{-1}\left[\frac{e^{-st_0}Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]}{L^{-1}\left[\frac{sY_1(s)}{a^2+s^2}\right]-\cos at_0\,L^{-1}\left[\frac{se^{-st_0}Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]+a\sin at_0\,L^{-1}\left[\frac{e^{-st_0}Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]+\lim_{b\to\infty}L^{-1}\left[\frac{e^{bs}-1}{s}Y_1(s)\right]}. \quad (39)$$

Expresia (39) poate fi pusă sub o formă comodă pentru aplicații observînd că, dacă se notează:

$$F(t)=L^{-1}\left[\frac{Y_1(s)}{a^2+s^2}\right], \quad (40)$$

atunci, pe baza unor teoreme ale calculului operațional, rezultă:

$$L^{-1}\left[\frac{aY_1(s)}{a^2+s^2}\right]=aF(t);\ L^{-1}\left[\frac{sY_1(s)}{a^2+s^2}\right]=F'(t);\ L^{-1}\left[\frac{e^{-st_0}\cdot Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]=F(t-t_0);\ L^{-1}\left[\frac{se^{-st_0}\cdot Y_1(s)}{a^2+s^2}\right]=F'(t-t_0).$$

Ținînd seama de aceste ultime expresii, relația (39) se scrie:

$$\varphi=\operatorname{arc\,tg}\frac{aF(t)-F'(t-t_0)\sin at_0-aF(t-t_0)\cos at_0}{F'(t)-F'(t-t_0)\cos at_0+aF(t-t_0)\sin at_0+\lim_{b\to\infty}L^{-1}\left[\frac{e^{bs}-1}{s}\cdot Y_1(s)\right]} \quad (41)$$

După cum se vede, pentru determinarea fazei răspunsului este suficient să se determine (cu ajutorul teoremei reziduurilor) transformata (40) și transformata de la numitorul expresiei (41). Relația (41) poate fi particularizată ușor pentru cazul în care se ia în considerare un etaj de amplificare cu circuit derivație sau cu o pereche de circuite cuplate ca sarcină.

Pentru concretizarea formulelor de mai sus s-au făcut calcule de determinare a frecvenței

răspunsului unui etaj amplificator cu circuit derivație, la intrarea căruia se aplică un semnal a cărui frecvență variază în salt. Cu ajutorul formulei (13), aplicabilă în acest caz, s-au calculat curbele de variație a fazei φ a răspunsului, date în figurile 8 și 9. Curba din figura 8 corespunde valorii unitare a parametrului $a\tau$.

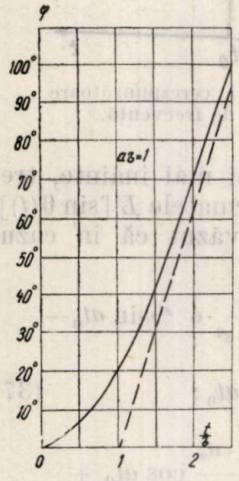


Fig. 8. Variația fazei răspunsului, pentru cazul $B = 2a$.

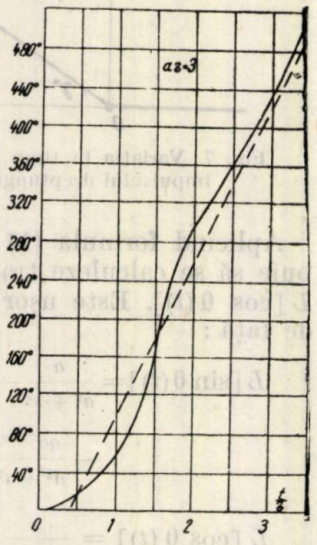


Fig. 9. Variația fazei răspunsului, pentru cazul $B = \frac{2}{3}a$.

Dacă se observă că $a\tau = a\frac{2Q}{f_0} = \frac{a}{\frac{B}{2}} = 1$ se constată că în figura 8 s-a luat în considerație cazul în care banda B de trecere a circuitului derivație (definitivă la atenuarea de 3dB) este egală cu dublul saltului de frecvență a. Curba din figura 9 corespunde valorii $a\tau = 3$ sau $B = \frac{2}{3}a$. În ambele figuri s-a trasat cu linie punctată curba de variație a fazei în regim staționar; evident curbele de variație a fazei în regim tranzitoriu (trasate cu linie plină) tind asimptotic spre liniile punctate.

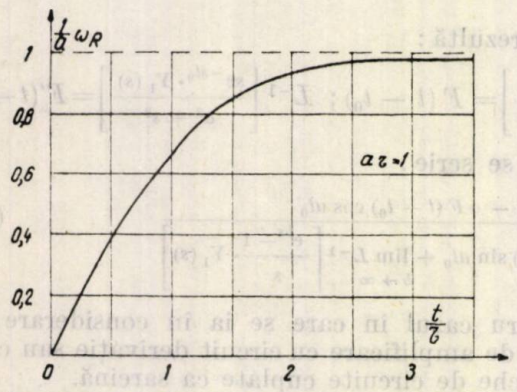


Fig. 10. Variația frecvenței răspunsului, pentru cazul $B = 2a$

În figurile 10 și 11 s-au trasat curbele de variație a frecvenței ω_R răspunsului circuitului, deduse în mod grafic din figurile 8 și 9; deducerea s-a făcut ținîndu-se seama de faptul că frecvența unei oscilații este egală cu derivata fazei oscilației și că, deci, frecvența răspunsului este egală cu panta tangentei (abstracție făcînd de un factor constant) la curbele

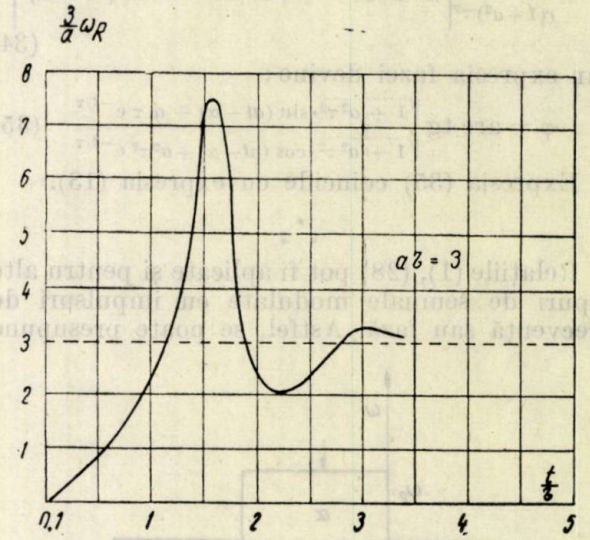


Fig. 11. Variația frecvenței răspunsului, pentru cazul $B = \frac{2}{3}a$.

de variație a fazei, date în figurile 8 și 9. Este remarcabil faptul că în cazul din figura 11 apare un regim oscilant de stabilire a frecvenței, cu supracreșteri importante.

Concluzii

Formulele (1) și (28) pot fi aplicate cu succes pentru calculul răspunsului rețelelor liniare la semnale modulate în frecvență sau fază cu impulsuri; calculele sînt simple, puțin laborioase și deci la îndemîna inginerilor de specialitate. S-au făcut aplicații pentru semnalul modulat în frecvență sau fază, cu impuls salt sau cu un impuls dreptunghiular. Formulele indicate în lucrare pot fi însă aplicate și la alte forme de impulsuri întîlnite în practică. Rețelele luate în considerație au avut o structură relativ simplă (circuit derivație sau circuite cuplate). Calculele făcute pentru rețele liniare mai complexe nu pun dificultăți principiale noi. În adevăr, așa cum s-a văzut, cazul corespunzător etajului amplificator cu circuite cuplate a fost redus la cazul etajului amplificator cu circuit derivație, prin descompunerea funcției de transfer $Y_1(s)$ în doi termeni (15) de forma (7). Deoarece funcția de transfer a unei rețele liniare este o fracție rațională în raport cu frecvența complexă s se poate face, oricare ar fi gradul de complexitate al rețelei, descompunerea funcției într-o sumă de fracții simple.

Pentru fiecare fracție simplă calculele se desfășoară după schema indicată la aplicația 1, iar rezultatul final se obține prin însumarea termenilor corespunzători descompunerii în fracții simple.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gonorovski, I. S. *Ciastotnaia moduliația i eio primenenia.* Moskva, Sviazizdat, 1948.

[2] Săvescu, M. *O metodă de calcul al răspunsului tranzitoriu al rețelelor electrice liniare.* În: Buletinul Institutului politehnic București. Tom XXI, Fasc. 2, 1959, pag. 133–142.

[3] Săvescu, M. *O metodă de calcul al răspunsului rețelelor liniare la semnale modulate în frecvență.* În: Buletinul Institutului politehnic București, Tom XXI, Fasc. 1, 1959, pag. 109–117.

[4] Săvescu, M. *Distorsiunile introduse de rețelele electrice în cazul oscilațiilor modulate în frecvență.* Lucrare de disertație, 1959.

[5] Gonorovski, I. S. *Radiosignali i perehodnie iavlenia v radioțepiax.* Moskva, Sviazizdat, 1958.

[6] Molcianov, A. P. *Acțiunea unei tensiuni, a cărei frecvență și fază variază în salturi, asupra unui amplificator selectiv.* În: Radiotehnika, nr. 4, 1961, pag. 22–26.

Ing. CIPRIAN BĂLĂNESCU, Conf. ing. VASILE M. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice

Instalații pentru sortat miezuri de ferită în condiții de funcționare și pentru încercat circuite magnetice de comutație*

621.3.042 Circuite magnetice

I. Instalație de sortat miezuri magnetice cu ciclu de histerezis dreptunghiular

Instalația dă posibilitatea să se sorteze un număr mare de miezuri magnetice de comutație într-un timp scurt (1 000 buc./h).

Metoda constă în a pune miezul în condiții normale de funcționare înainte de bobinarea înfășurărilor și în a efectua în această situație măsurători asupra răspunsului miezului.

Cu ajutorul unei sonde se aplică miezului programul de impulsuri arătat în figura 1 *a*.

Impulsul *1* are o amplitudine egală cu 0,3 A și el are rolul să magnetizeze miezul aplicîndu-i un cîmp pînă în jurul valorii lui *Hc* (fig. 2), care la miezurile întrebuințate este de 0,3 Oe.

Impulsul *2* are rolul de a aduce miezul în starea inițială și mărimea forței electromotoare induse în spira de intrare dă o indicație asupra faptului dacă *Hc* are valori în limitele admise.

Impulsul *3* servește pentru înscrierea informației. Fronturile acestui impuls au durata de 10 μs, iar amplitudinea este egală cu 0,5 A. Valoarea instantanee a curentului coincide cu valoarea instantanee a amperspirelor utilizate în mod normal pentru înscrierea informațiilor în miezurile circuitelor de comutație.

Impulsul *3* comută complet miezul, deplasînd punctul de funcționare de pe caracteristica magnetică în $+B_r(1)$.

Impulsul *4* aduce punctul de funcționare în starea inițială $-B_r(0)$.

Mărimea forței electromotoare induse în spira de intrare dă o indicație asupra faptului dacă B_{max} se află în limitele admise.

Impulsul *5* determină excursia punctului de funcționare de la $-B_r(0)$ în punctul *A* și înapoi.

Mărimea forței electromotoare induse în acest caz în spira de intrare dă o indicație asupra nerectangularității caracteristicii de magnetizare a miezului.

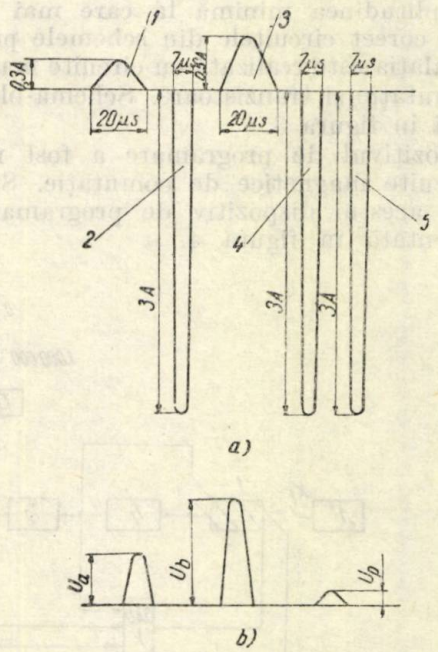


Fig. 1. Programul de impulsuri de curent aplicate miezului (*a*) și impulsurile de tensiune obținute la citire (*b*).

În figura 2 se arată ciclul histerezis major obținut cu ajutorul impulsurilor de curent *3–4* și ciclul minor obținut cu ajutorul impulsurilor de curent *1–2*.

În figura 1 *b* se pot vedea impulsurile de tensiune U_a, U_b, U_p obținute în spira de citire și care se aplică unui sincroscop.

Impulsurile 2, *4* și *5* au o amplitudine de 3 A, durata fiind egală cu 7 μs. Durata fron-

---

* Comunicare la cea de-a II-a Consfătuire pe țară „Semiconductoarele și aplicațiile lor", București, 11–14 oct. 1961.

tului din față este de 1,5 μs, iar a celui din spate de 2 μs.

Aceste impulsuri sînt identice ca formă cu impulsurile de tact, iar amplitudinea este egală

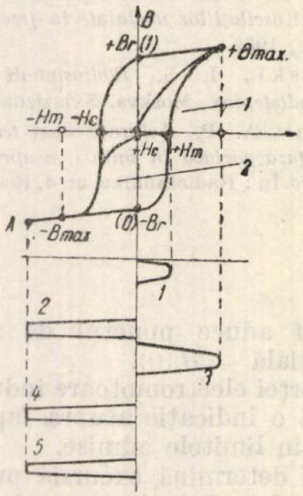


Fig. 2. Ciclurile de funcționare a miezului magnetic de comutație :

1 — ciclu realizat prin aplicarea impulsurilor *3* și *4*; *2* — ciclu realizat prin aplicarea impulsurilor *1* și *2*.

cu amplitudinea minimă la care mai funcționează corect circuitele din schemele practice.

Instalația este realizată cu circuite magnetice de comutație și tranzistoare. Schema-bloc este arătată în figura 3.

Dispozitivul de programare a fost realizat cu circuite magnetice de comutație. Schema-bloc a acestui dispozitiv de programare este reprezentată în figura 4.

în așa fel încît la ieșire în circuitul de control se obține codul 1 000 000 [1].

La ieșirile circuitelor T_9, T_{10} și SAU_2 se obțin codurile 1 000 000 : 0010 000 și 0 101 100 care apoi intră în amplificatoare.

Amplificatoarele sînt echipate cu tranzistoare și au rolul de a forma impulsurile cuprinse în program.

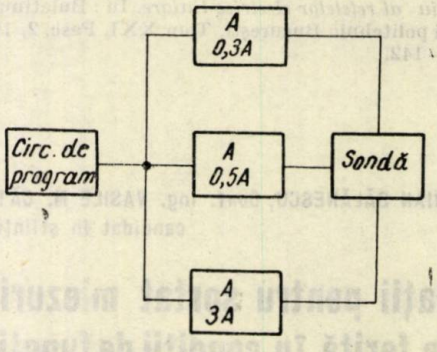


Fig. 3. Schema-bloc a instalației de sortat miezuri magnetice.

Amplificatorul pentru 0,3 A este de tipul amplificator ferită-tranzistor și lucrează cu tranzistorul П 13-A (fig. 5).

Dioda D este o diodă cu seleniu și are caracteristicile :

$$R_{dir} = 70-80\ \Omega \text{ la } 1\ \text{Vcc},$$

$$R_{inv} = 1\ \text{M}\Omega \quad \text{la } 5\ \text{Vcc}.$$

Amplificatorul pentru impulsul de 0,5 A are o schemă similară ca cel de mai sus și lucrează tot cu tranzistorul П 13-A. Deose-

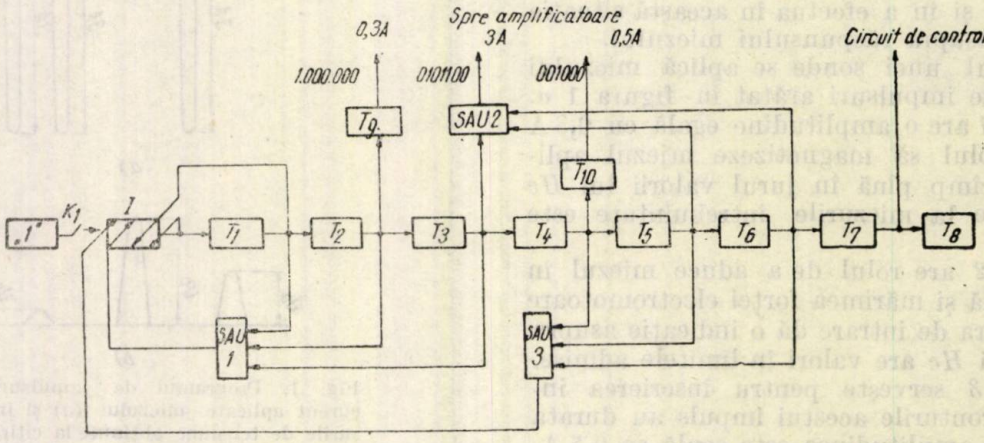


Fig. 4. Schema-bloc a dispozitivului de programare pentru instalația de sortat miezuri magnetice.

Dispozitivul de programare este alimentat de la un generator de tact. Prin închiderea întrerupătorului K_1 se transmite un tren de impulsuri care trec prin circuitul de interdicție I, prin circuitele de transfer T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6 și T_7, și circuitele SAU_1 și SAU_3.

Impulsurile de la ieșirea circuitelor T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6 interzic circuitul de interdicție I

birea constă în aceea că R_2=42 Ω, iar inductivitatea L are 20 de spire.

Amplificatorul de 3 A lucrează cu tranzistorul П 26 montat într-o schemă de amplificator ferită-tranzistor cu circuit de formare (fig. 6).

Toate cele trei amplificatoare ferită-tranzistor au fost calculate ca oscilatoare blocate în regim de așteptare.

În mod practic pentru a se aprecia proprietățile feritei se introduce sonda prin inelul de ferită, care apoi se introduce în priză, realizîndu-se astfel închiderea circuitului electric (fig. 7 *a*). Sonda formează totodată spira de culegere a f.e.m. induse produsă de variația inducției în miezul de ferită.

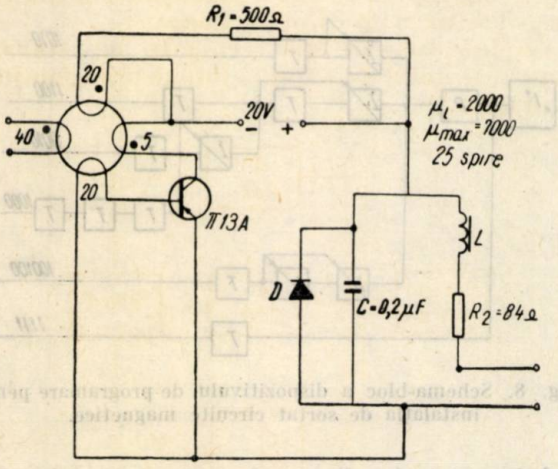


Fig. 5. Schema de principiu a amplificatorului de 0,2 A.

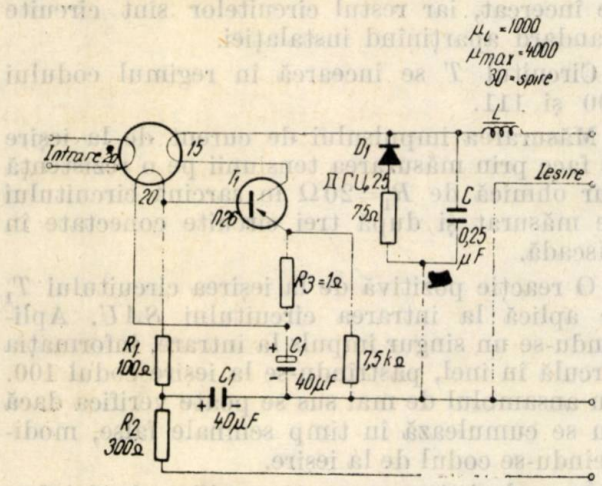


Fig. 6. Schema de principiu a amplificatorului de 3 A.

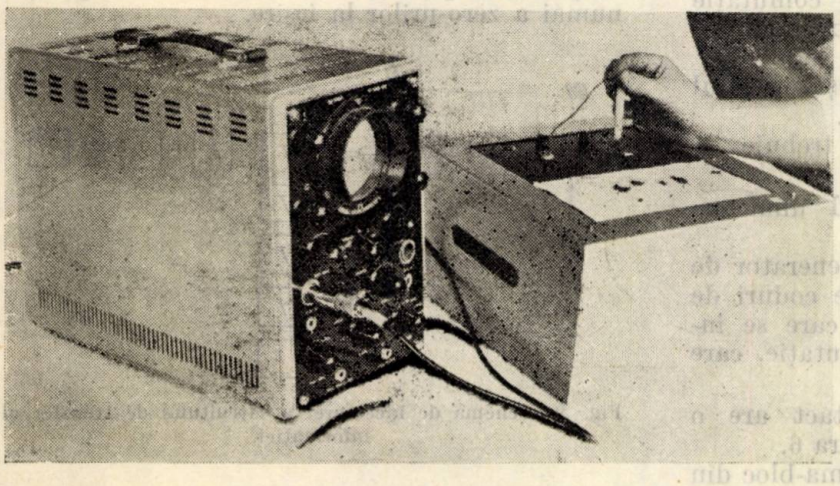


Fig. 7*a*. Fotografia instalației de sortat miezuri magnetice.

În figura 7 *b* se arată construcția instalației.

Miezurile sînt sortate pentru diferite categorii de circuite magnetice de comutație.

De exemplu: pentru circuitul magnetic de blocare, unde sînt necesare miezuri magnetice

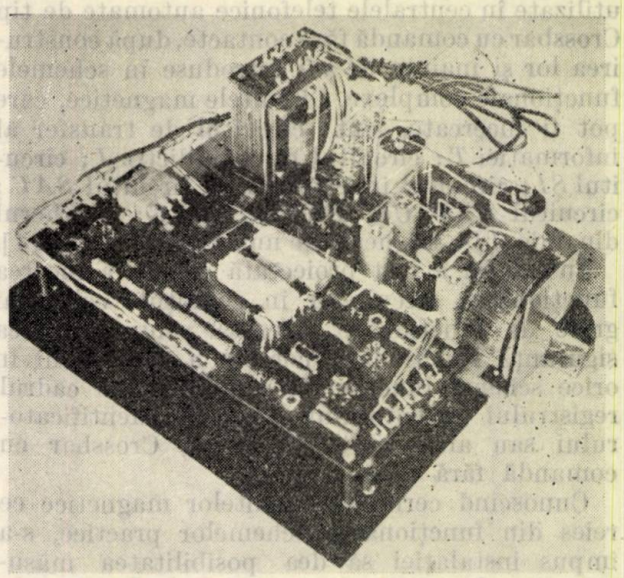


Fig. 7*b*. Instalația de sortat miezuri magnetice. Vedere interioară.

cu forța coercitivă Hc mare și inducția B_{max} mare, sînt sortate miezuri ce au semnalul:

$U_a = 40$ diviziuni;

$U_b = 80$ diviziuni;

$U_p = 10$ diviziuni;

(1 diviziune = 15 mV).

Pentru trigherul dinamic unde condițiile de funcționare nu sînt atît de aspre sînt sortate miezuri cu:

$U_a = 40-50$ diviziuni;

$U_b = 70-75$ diviziuni;

$U_p = 10$ diviziuni.

După ce miezurile sînt sortate în diferite categorii, ele se bobinează pentru două tipuri de circuite magnetice de bază.

După bobinare se montează pe suporturi de bachelită, după care urmează o verificare.

În urma verificării ansamblului-suport, miezurile bobinate se montează în circuitul funcțional.

II. Instalația pentru încercat circuite magnetice de comutație

Instalația de încercat circuite magnetice de comutație este destinată pentru verificarea funcționării circuitelor magnetice de comutație, utilizate în centralele telefonice automate de tip Crossbar cu comandă fără contacte, după construirea lor și înainte de a fi introduse în schemele funcționale complexe. Circuitele magnetice, care pot fi încercate, sînt: circuitul de transfer al informației T; circuitul de interdicție I; circuitul $ȘI$; circuitul invertor INV; circuitul SAU; circuitul $SAU\ CU\ EXCLUDERE$; trigherul dinamic TD; trigherul de numărare TN [2,3,4].

Instalația a fost proiectată pentru a încerca funcționarea circuitelor în condițiile cele mai grele de funcționare, aceasta pentru a avea siguranța funcționării corecte a circuitului în orice schemă funcțională complexă din cadrul registrului receptorului de cod, identificatorului sau altei părți din CTA, Crossbar cu comandă fără contact.

Cunoscînd cerințele circuitelor magnetice ce reies din funcționarea schemelor practice, s-a impus instalației să dea posibilitatea măsurării amplitudinii și duratei impulsurilor de curent de la ieșire. Amplitudinea acestor impulsuri de curent variază între 25—30 mA în cazul cînd circuitul comută un singur miez și între 10—12 mA cînd circuitul comută 3 miezuri. Durata impulsurilor este de ordinul 15—20 μs. Aceste măsurători trebuie să se efectueze ținînd seama de următoarele cerințe:

1. Circuitul magnetic de comutație trebuie să aibă ca sarcină 1—3 circuite pentru circuite normale de comutație și pînă la 5 circuite pentru circuitele de comutație de putere P, $ȘI$.
2. Toate circuitele magnetice de comutație trebuie să funcționeze corect la excitația cu anumite coduri de impulsuri.
2. Raportul dintre semnalul util și semnalul parazit să fie cel puțin egal cu 10.
4. Impulsul curentului de tact trebuie să aibă amplitudinea minimă de 3 A.

Măsurătorile se fac cu ajutorul unui osciloscop.

Instalația se compune dintr-un generator de impulsuri de tact, un formator de coduri de impulsuri și circuite complexe în care se introduc circuitele magnetice de comutație, care urmează să fie încercate.

Generatorul de impulsuri de tact are o schemă similară cu schema din figura 6.

Formatorul de impulsuri are schema-bloc din figura 8 și se compune dintr-un generator I, un circuit de transfer al informației de putere P, cinci circuite de interdicție I și nouă circuite de transfer al informației T.

Impulsurile de curent de la ieșirea formatorului de coduri au amplitudinea de 25 mA.

În figura 9 se prezintă schema circuitului care formează cadrul în care se încearcă circuitul de transfer al informației T. Circu-

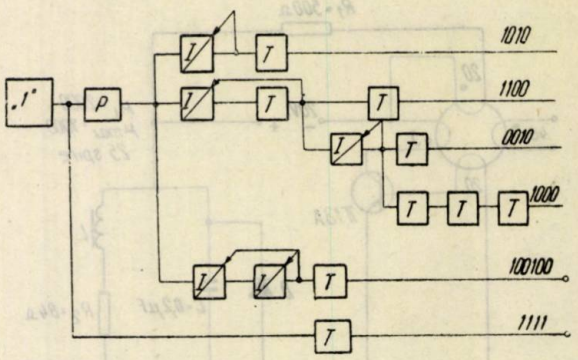


Fig. 8. Schema-bloc a dispozitivului de programare pentru instalația de sortat circuite magnetice.

itul haşurat în figura 9 reprezintă circuitul de încercat, iar restul circuitelor sînt circuite standard aparținînd instalației.

Circuitul T se încearcă în regimul codului 100 și 111.

Măsurarea impulsului de curent de la ieșire se face prin măsurarea tensiunii pe o rezistență pur ohmică de $R_1=20\,\Omega$ în sarcina circuitului de măsurat și după trei circuite conectate în cascadă.

O reacție pozitivă de la ieșirea circuitului T_1 se aplică la intrarea circuitului SAU. Aplicîndu-se un singur impuls la intrare, informația circulă în inel, păstrîndu-se la ieșire codul 100. Cu ansamblul de mai sus se poate verifica dacă nu se cumulează în timp semnale false, modificîndu-se codul de la ieșire.

În același timp se poate verifica dacă informația nu se pierde, ceea ce ar duce la apariția numai a zero-urilor la ieșire.

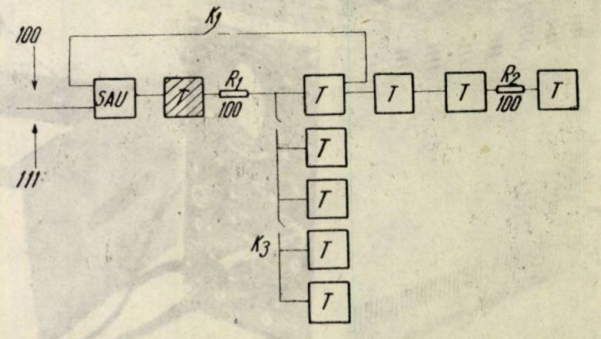


Fig. 9. Schema de încercare a circuitului de transfer al informației.

Ca sarcină, circuitul are fie unu, fie trei sau cinci circuite, trecerea de la un caz la altul făcîndu-se prin intermediul unor comutatoare. Există și posibilitatea de a se lucra și cu cinci circuite ca sarcină, întrucît cu același ansamblu se încearcă și circuite de putere P.

Pentru a se vedea dacă paraziții de la ieșire nu sînt amplificați de alte circuite se mai fac măsurători după două circuite magnetice de tipul *T*.

Prin comutatorul K_1 se poate aplica la intrare fie codul 100, fie codul 111. La ieșire pe cele două rezistențe trebuie să apară aceleași coduri, raportul dintre semnal și parazit rămînînd mai mare ca 10.

Circuitul *ȘI* se verifică în schema prezentată în figura 10.

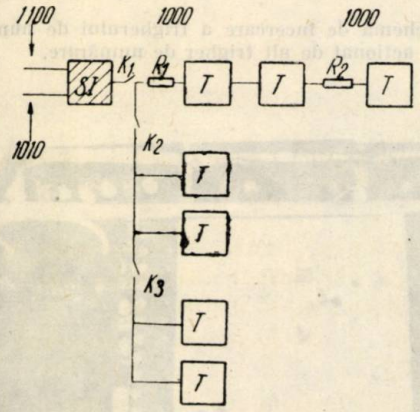


Fig. 10. Schema de încercare a circuitului *ȘI*.

La cele două intrări se aplică codurile 1100 și 1010. În acest mod circuitul este încercat la toate posibilitățile ivite în funcționare adică atunci cînd se aplică semnale pe ambele intrări, pe una dintre intrări, sau nu se aplică nimic pe intrări. Circuitul *ȘI* lucrează corect atunci cînd la ieșire se obține codul 1000.

Ca sarcină sînt prevăzute pînă la cinci circuite *T*.

Circuitele *SAU* și *SAU CU EXCLUDERE* se încearcă în schema din figura 11.

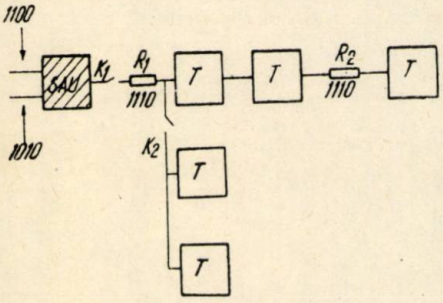


Fig. 11. Schema de încercare a circuitelor *SAU* și *SAU CU EXCLUDERE*.

La cele două intrări se aplică codurile 1100 și 1010.

Se încearcă toate cele patru cazuri ivite în funcționare.

Se aplică semnale pe ambele intrări simultan, pe cîte una din intrări, și respectiv nu se aplică semnal la nici una din intrări.

În cazul circuitului *SAU* trebuie să se obțină la ieșire codul 1110, iar în cazul circuitului *SAU CU EXCLUDERE* codul 0110.

Circuitele *SAU* pot avea în sarcină pînă la trei circuite *T*.

Circuitul de interdicție *I* se încearcă în două scheme.

Schema întrebuințată în primul caz este arătată în figura 12.

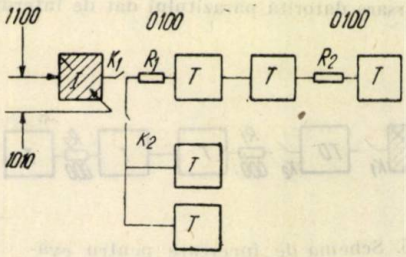


Fig. 12. Schema de încercare a circuitului de *INTERDICȚIE*.

În acest caz se fac următoarele încercări:

— se aplică semnal numai pe intrare;

— se aplică semnal numai pe interdicție;

— se aplică semnal și pe intrare și pe interdicție sau

— nu se aplică nici un semnal.

Cînd se aplică la intrare codul 1100, iar pe interdicție codul 1010 — la ieșire trebuie să se obțină codul 0100. Sarcina poate fi formată din 1—3 circuite *T*.

Circuitul de interdicție este încercat apoi în schema din figura 13.

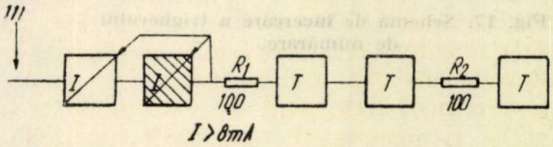


Fig. 13. Schema de încercare a circuitului de interdicție pentru obținerea codului 100.

Aici interdicția funcționează în condițiile cele mai grele deoarece circuitul de interdicție de încercat trebuie să comute în total trei miezuri magnetice. La intrare se aplică un tren continuu de impulsuri, iar la ieșire se obține codul 100.

Trigherul dinamic se încearcă în trei scheme. Prima schemă este prezentată în figura 14.

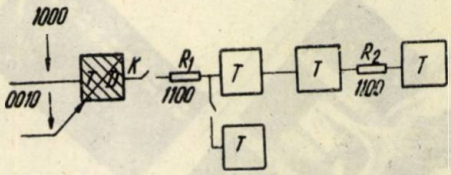


Fig. 14. Schema de încercare a trigherului dinamic la amorsare și interdicție.

Cu această schemă se încearcă trigherul dinamic la amorsare și blocare prin cîte un singur impuls. La intrare se aplică codul 1000, iar la înfășurarea de interdicție codul 0010.

La ieșire trebuie să se obțină codul 1100.

În sarcină se comută 1—2 circuite *T*.

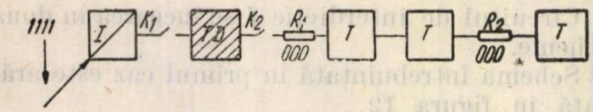


Fig. 15. Schema de încercare a trigherului dinamic la amorsare datorită parazitului dat de interdicție.

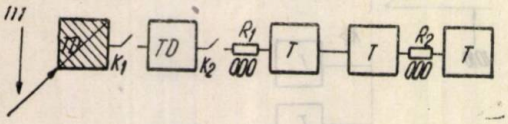


Fig. 16. Schema de încercare pentru evaluarea paraziților dați de trigherul dinamic.

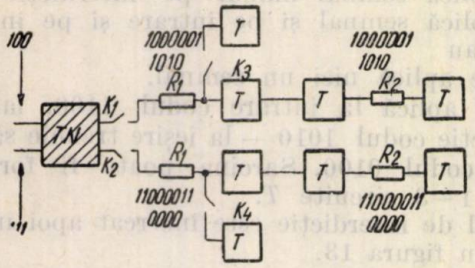


Fig. 17. Schema de încercare a trigherului de numărare.

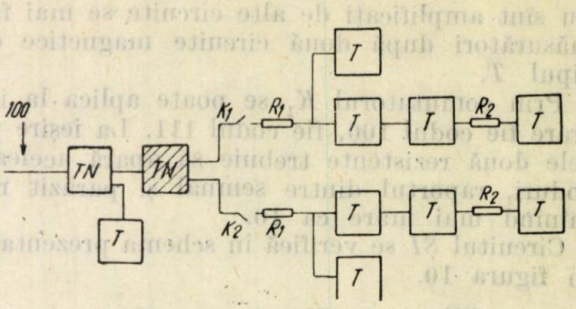
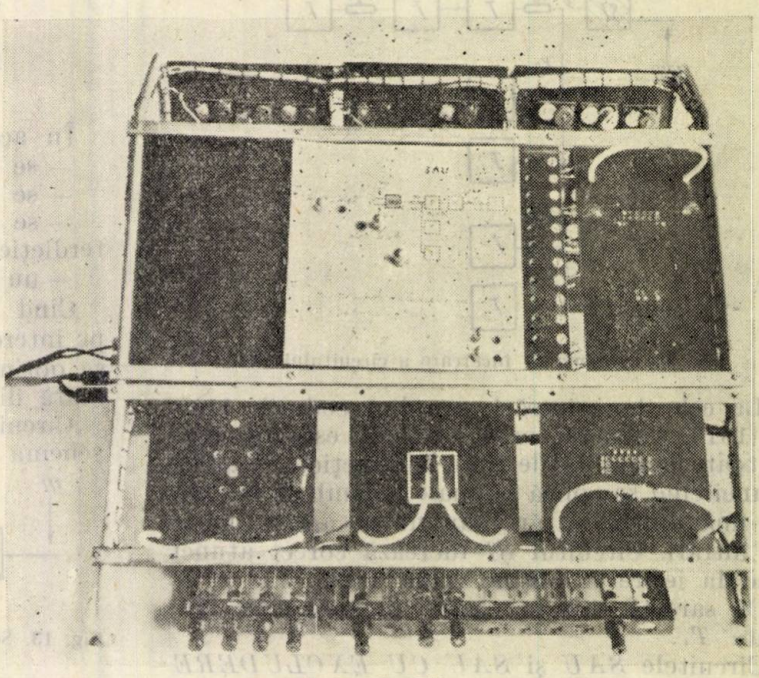
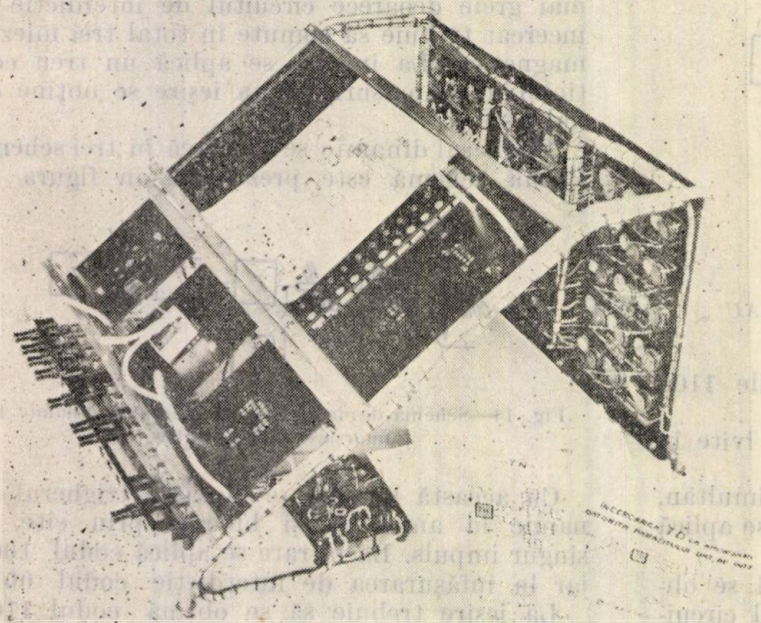


Fig. 18. Schema de încercare a trigherului de numărare acționat de alt trigher de numărare.



a) Vedere din față.



b) Vedere laterală.

Fig. 19. Instalația de încercat celule magnetice.

O altă schemă de încercare a trigherului dinamic este reprezentată în figura 15.

Aici se încearcă dacă trigherul rămîne sau nu blocat, dacă este acționat la intrare de impulsurile parazite date de o celulă de interdicție cînd aceasta este acționată de codul 111 numai la înfășurarea de interdicție.

Cea de-a treia schemă de încercare a trigherului dinamic este prezentată în figura 16.

La intrarea de interdicție a trigherului dinamic se aplică în acest caz codul 111. Impulsurile parazite care se obțin la ieșire nu trebuie să amorseze un alt trigher dinamic.

Trigherul de numărare se încearcă în două scheme.

În figura 17 se prezintă prima schemă.

Trigherului de numărare i se poate aplica fie codul 100 fie codul 111, iar sarcina este formată din 1—2 circuite T pe fiecare ieșire.

În cazul utilizării codului 100, la ieșirea singulară trebuie să se obțină codul 100000, iar la ieșirea serie, codul 110000.

În cazul aplicării codului 111 trebuie să se obțină la ieșirea singulară codul 1010, iar la cea serie codul 0000.

În figura 18 se prezintă cea de-a doua schemă de încercare a trigherului de numărare, unde acesta este acționat de ieșirea singulară a altui trigher de numărare.

La primul trigher de numărare se aplică codul 100, iar la ieșire după cele două trighere trebuie să se obțină codul 100000000000 (la ieșirea singulară) și respectiv codul 111110000000 (la ieșirea serie).

Practic, ansamblul are forma unui catometru pentru măsurat tuburi electronice (fig. 19). Circuitele magnetice de comutație sînt introduse în prize speciale, iar comutările în diferite poziții se fac cu ajutorul unor cartele. În felul acesta încercarea celulelor, se face într-un timp relativ scurt, de persoane cu o calificare medie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cătuneanu, V. M. *Noi scheme de circuite de comutație cu miezuri magnetice.* Comunicare la cea de-a doua consfătuire pe țară „*Semiconductoarele și aplicațiile lor*". Academia R.P.R., manuscris, 11—14 dec. 1941.

[2] Alexiu, I., Bălănescu, C., Cătuneanu, V. N., Daniliuc, N., Rusu, N. *Circuite elementare de comutație cu miezuri magnetice.* Comunicare la cea de-a II-a consfătuire pe țară „*Semiconductoarele și aplicațiile lor*". Academia R.P.R., manuscris, 11—14 dec. 1961.

[3] Koblenț, I. G. *Elementi magnitnoi komutații.* Moskva, Sviazizdat, 1959.

[4] Martinov, E. M. *Beskontaktnie sposobi telefonoi kommutații.* M. L., Gosenergoizdat, 1958.

[5] Richard, R. K. *Digital Computer Components and circuits,* New-York, 1958, cap. V, pag. 187—262.

[6] Karnaugh, M. *Pulse swibeching circuits using magnetic cores.* În: Proc. I.R.E., vol. 43, nr. 5, 1955, pag. 570—584.

INDRICH FOREJT *)

Diagrama amplificatorului liniar cu sarcină complexă

621.375 Amplificatoare

Introducere

Relațiile care descriu funcționarea amplificatorului liniar cu impedanța de sarcină complexă sînt complicate și nu se pot trata simplu. Totuși funcționarea amplificatorului într-un asemenea regim prezintă interes din punctul de vedere al problemelor practice din tehnica măsurătorilor. O asemenea situație se întîlnește în cazul unui amplificator de frecvențe înalte avînd ca sarcină un circuit dezacordat.

O metodă grafică simplă și ușor de folosit a descrierii funcționării amplificatorului a fost publicată în anul 1939 [1]. În articolul de față este dat și prelucrat principiul de construire a unor asemenea grafice și se dă o metodă de a obține un grafic care prezintă mai multe avantaje de calcul decît cele prezentate de diagrama inițial propusă.

Factorul de transfer al tensiunii

Simplificarea calculelor se poate face folosind mărimi raportate, definite de formula:

$$Z_S = R_s + jX_S = rR_i + j\,x\,R_i\,,$$

în care r și x sînt mărimile obținute raportînd componenta activă și componenta reactivă la rezistența internă a generatorului, R_i. Mărimea R_i reprezintă rezistența internă diferențială a tubului sau a tranzistorului. Factorul de transfer al tensiunii se exprimă prin relația de mai jos:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\mu\,\frac{Z_s}{R_i+Z_s}\,;\quad \left|\frac{U_2}{U_1}\right| = -\mu\,\frac{\sqrt{R_S^2+X_S^2}}{\sqrt{(R_i+R_s)^2+X_S^2}} =$$

$$= -\mu\,\frac{\sqrt{r^2+x^2}}{\sqrt{(1+r)^2+x^2}} = -\mu\,K_u\,. \qquad (1)$$

Mărimea μ caracterizează elementul activ al circuitului, K_u caracterizează sarcina. Din ecuația (1) se obține:

$$r^2 + x^2 - 2\,\frac{K_u^2}{1-K_u^2}\,r - \frac{K_u^2}{1-K_u^2} = 0.$$

---

* Docent I. Forejt este profesor la Facultatea Electrotehnică a Școlii Politehnice Superioare Cehe din Praga — Podebrady.

Ecuația de mai sus reprezintă ecuația unui cerc avînd parametrii:

$$m_u = \frac{K_u^2}{1 - K_u^2}, \; n_u = 0, \; \rho_u = \frac{K_u}{1 - K_u^2}.$$

Pentru diferite valori ale mărimii se obține o familie de cercuri, care se poate exprima ca mai jos, folosind expresia parametrilor:

$$r^2 + x^2 - 2 m_u r - m_u = 0. \qquad (2)$$

În figura 1 sînt reprezentate cîteva cercuri ale familiei *2*, indicîndu-se valoarea mărimii K_u.

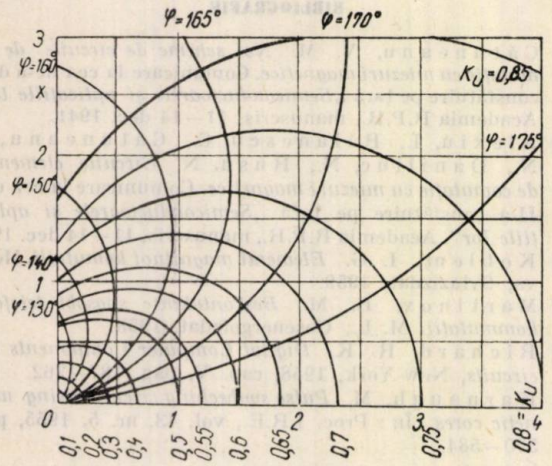


Fig. 1. Cercurile K_u = ct. și K_φ = ct. în coordonate rectangulare.

Defazajul

Diferența între faza tensiunii de la intrare și faza tensiunii de la ieșire se exprimă cu ajutorul mărimilor:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{x}{1 + r}; \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{x}{r}.$$

Defazajul între cele două tensiuni (caracterizat prin mărimea $\operatorname{tg} \varphi = K_\varphi$) se poate obține din ecuația:

$$r^2 + x^2 + r - \frac{1}{K_\varphi} x = 0.$$

Ecuația de mai sus reprezintă un cerc, avînd parametrii:

$$m_\varphi = -\frac{1}{2}, \; n_\varphi = \frac{1}{2K_\varphi}, \; \rho_\varphi = \frac{\sqrt{K_\varphi^2 + 1}}{2K_\varphi}.$$

Folosind expresia parametrilor de mai sus, ecuația familiei de cercuri (avînd ca parametru mărimea K_φ) se poate exprima:

$$r^2 + x^2 - 2m_\varphi r - 2n_\varphi x = 0. \qquad (3)$$

În figura 1 sînt reprezentate cîteva cercuri ale familiei *3*, indicîndu-se valoarea defazajului φ în grade.

În sistemul de coordonate rectangulare comoditatea de calcul în domeniile cele mai interesante este relativ scăzută. În cazul triodelor vàloarea mărimii r este cuprinsă între 1 și 5, iar în cazul pentodelor ea este superior limitată de 0,1; nu mai depinde de valoarea rezistenței interne, ci este determinată de tensiunea și curentul de alimentare.

Diagrama universală

Se poate obține un grafic universal mai comod pentru calcul folosind două transformări. Se efectuează mai întîi transformarea afină definită de relațiile:

$$s = r + 1; \quad m_u' = 1 + m_u; \quad x = x.$$

Ecuația (2) devine în noile coordonate (s, x):

$$s^2 + x^2 - 2 m_u' s + m_u' = 0.$$

Se efectuează apoi o inversiune a planului (s, x) în planul (ξ, η) cu modulul unitar. Relațiile definind inversiunea se exprimă astfel:

$$\sqrt{s^2 + x^2} \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2} = 1; \quad \frac{\eta}{\xi} = \frac{x}{r}.$$

Rezolvînd relațiile de transformare în raport cu s și x se obține:

$$s = \pm \frac{\xi}{\xi^2 + \eta^2}; \quad x = \pm \frac{\eta}{\xi^2 + \eta^2}.$$

Introducînd expresiile obținute pentru s și x se obține ecuația în planul (ξ, η) a familiei de cercuri pentru modulul constant al factorului de transfer în tensiune:

$$\xi^2 + \eta^2 - 2\xi + \frac{\eta}{m_u'} = 0.$$

În planul (ξ, η) cercurile K_u = constant devin cercurile de rază $\rho_u' = K_u$, avînd coordonatele centrului $\xi = 1$, $\eta = 0$. Dreapta $r = -\frac{1}{2}$ corespunzătoare valorii $K_u = 1$ este reprezentată în planul (ξ, η) prin cercul de rază unitate. Originea $K_u = 0$ este reprezentată în planul (ξ, η) tot prin punctul $\xi = \eta = 0$ deci rămîne neschimbată. Cercurile pentru diferite valori ale mărimii K_u sînt cercuri concentrice cu centrul în origine.

Prin transformarea de mai sus dreapta $r = -\frac{1}{2}$ din planul (r, x), corespunzătoare valorii $K_u = 1$, devine în planul (ξ, η) cercul de rază unitate. Originea $(r = 0, \; x = 0)$ rămîne neschimbată. Cercurile pentru K_u = ct. sînt cercuri concentrice în planul (r, x) cu centrul în origine $(r = 0, \; x = 0)$.

Ecuația K_φ = ct. devine în planul (ξ, η) familia de drepte:

$$\xi + \frac{1}{K_\varphi} \eta - 1 = 0.$$

Pentru $\eta = 0$ se obține $\xi = \pm 1$, deci toate dreptele trec prin punctul $\xi = 1$, $\eta = 0$.

Coordonatele rectangulare devin cercuri ortogonale prin cele două transformări succesive.

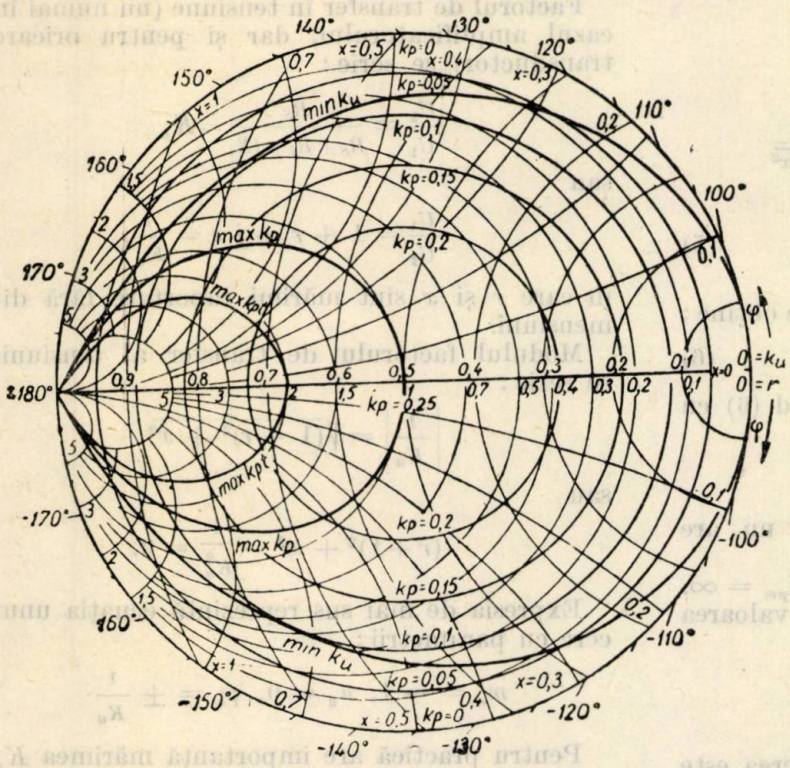


Fig. 2. Grafice pentru valori pozitive ale componentei active a impedanței de sarcină r: a) mărimea raportată a componentei active r a impedanței de sarcină este reprezentată de cercuri începînd din partea stîngă și crescînd spre dreapta; b) mărimea raportată a componentei reactive x a impedanței de sarcină este reprezentată de cercuri care trec prin centrul situat în partea stîngă a cercului principal; c) cercurile pentru K_u = ct. sînt cercuri concentrice cu punctul situat la dreapta pe cercul principal; d) cercurile pentru K_p = ct. sînt cercuri concentrice cu cercul principal; e) dreptele pentru K_φ = ct. trec prin punctul din dreapta al cercului principal.

Amplificatoarele funcționează de obicei în condiții de rezistență pozitivă și reactanță de oricare semn. Este deci interesant numai domeniul interior cercului $r = 0$. În principiu este posibilă funcționarea și pentru $|K_u| > 1$, adică amplificarea mai mare decît μ. În acest caz în amplificator există o reacție pozitivă.

Puterea amplificatorului liniar

Puterea activă în sarcină se exprimă:

$$P_S = \frac{\mu^2}{R_i} U_1^2 \frac{r}{[(1+r)^2 + x^2]} = \frac{\mu^2}{R_i} U_1^2 K_p.$$

Expresia este determinată de: pătratul amplitudinii tensiunii de intrare, coeficientul de putere K_p și factorul de calitate al tubului definit de relația:

$$Q_e = \frac{\mu^2}{R_i} = \mu S = \frac{S}{D}.$$

Ținînd seama de cele de mai sus expresia puterii active devine:

$$P_S = U_1^2 Q_e K_p,$$

iar eficacitatea în putere se scrie:

$$p_\varepsilon = \frac{P_S}{U_1^2} = Q_e K_p.$$

Din expresia coeficientului de putere se deduce:

$$r^2 + x^2 + \frac{2K_p - 1}{K_p} r + 1 = 0,$$

adică ecuația unui cerc cu parametrii

$$m_p = \frac{1 - 2K_p}{2K_p};$$

$$n_p = 0; \quad \varrho_p = \frac{\sqrt{1 - 4K_p}}{2K_p}.$$

Cu aceste notații familia de cercuri se scrie:

$$r^2 + x^2 - 2 m_p r + 1 = 0.$$

Puterea maximă

Valoarea cea mai mare a puterii se obține în cazul cînd sarcina este rezistivă ($x = 0$). Dacă impedanța de sarcină are o componentă reactivă, atunci locul geometric al puterii maxime este dat de relația:

$$r^2 - x^2 = 1$$

care reprezintă o hiperbolă cu semiaxele $a = b = 1$ și excentricitatea

$$e = \sqrt{2}.$$

În scopul obținerii puterii maxime în condiții de distorsiuni minime se pot stabili relații între parametrii circuitului și puterea maximă ținînd seama de curenții de grilă, de neliniaritatea caracteristicii sau de puterea maximă disipată pe anod.

Dacă se face o analiză detaliată, expusă în [2], se poate obține expresia pentru puterea maximă nedistorsionată în cazul triodei:

$$P_{sl} = \frac{I_i^2}{2} R_i K_{pm},$$

în care s-a notat:

I_i — porțiunea liniară a caracteristicii între limitele prescrise;

K_{pm} — coeficientul puterii optime.

Mărimea K_{pm} are expresia:

$$K_{pm} = \frac{r}{[1 + \sqrt{(1+r)^2 + x^2}]^2}.$$

Dacă se pune condiția de maximalizare a coeficientului K_{pm}

$$\left[\frac{\partial K_{pm}}{\partial r}\right]_{x=\text{ct}} = 0$$

se obține:

$$\begin{cases} 1 + \sqrt{(1+r)^2 + x^2} = 0 \\ 1 + \sqrt{(1+r)^2 + x^2} = \dfrac{2(1+r)r}{\sqrt{(1+r)^2 + x^2}} \end{cases}$$

sau:

$$\begin{cases} r^2 + x^2 + 2r = 0 \\ (r^2 - x^2) - 3r^2 - 2r + x^2 = 0 \end{cases} \quad (5)$$

Dacă sarcina este rezistivă ($x = 0$) se obține:

$$r^4 - 3r^2 - 2r = 0. \quad (6)$$

Prima rădăcină este $r_1 = 0$. Divizînd (6) cu $r - 2$ se obține:

$$r^2 + 2r + 1 = 0 = (r+1)^2.$$

Soluția este $r_{2,3} = -1$ soluție care nu are importanță.

Se observă că pentru $r = -1$, $K_{pm} = \infty$.

Din ecuația 5 se poate deduce valoarea lui x:

$$x^2 = \frac{2r^2 - 1 \pm \sqrt{8r^2 + 8r + 1}}{2}.$$

Se știe că pentru $r = 2$, $x = 0$ puterea este maximă. Regula este adevărată pentru semnul (—) în fața radicalului. Se obține deci condiția de maximum:

$$x^2 = \frac{2r^2 - 1 - \sqrt{8r^2 + 8r + 1}}{2}.$$

Pe grafic sînt figurate condițiile $K_p = \text{ct.}$, $K_{pm} = K_{pmax}$ (pentru x dat) și $K_p = K_{pmax}$ (în condițiile de liniaritate).

Expresia pentru putere constantă în limitele funcționării liniare (4) devine în planul (ξ, η):

$$\xi^2 + \eta^2 - \xi + \frac{1}{2m_p'} = 0.$$

Aceste cercuri au centrul comun $\left(\frac{1}{2}, 1\right)$, iar pentru $\eta = 0$ se obține:

$$\xi_0^2 - \xi_0 + \frac{1}{2m_p'} = 0,$$

$$\xi_0 = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1 - K_p^2}{2}}.$$

Cazul cînd impedanța internă a sursei este complexă, iar impedanța de sarcină este activă

Pentru practică prezintă un mare interes cazul cînd sursa are impedanța internă complexă, iar sarcina are impedanța activă. Asemenea condiții se întîlnesc în punțile complexe cu indicator avînd impedanță internă rezistivă sau în cazul transductorului inductiv cu voltmetru simplu.

Factorul de transfer în tensiune (nu numai în cazul amplificatorului, dar și pentru oricare transductor) se scrie:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_S}{R_S + R_i + jX_i} = K_u$$

sau

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + r + j\,x = \frac{1}{K_u},$$

în care r și x sînt mărimi raportate fără dimensiuni.

Modulul factorului de transfer al tensiunii se scrie:

$$\left|\frac{1}{K_u}\right| = \sqrt{(1+r)^2 + x^2}$$

sau

$$(r+1)^2 + x^2 - \frac{1}{K_u^2} = 0.$$

Expresia de mai sus reprezintă ecuația unui cerc cu parametrii:

$$m_u = -1,\ n_u = 0,\ \rho_u = \pm\frac{1}{K_u}.$$

Pentru practică are importanță mărimea K_u prescrisă ca parametru fiecărui cerc. Este foarte important cazul cînd rezistența internă este foarte mică față de rezistența exterioară, sau cînd impedanțele sînt egale (adaptarea în putere).

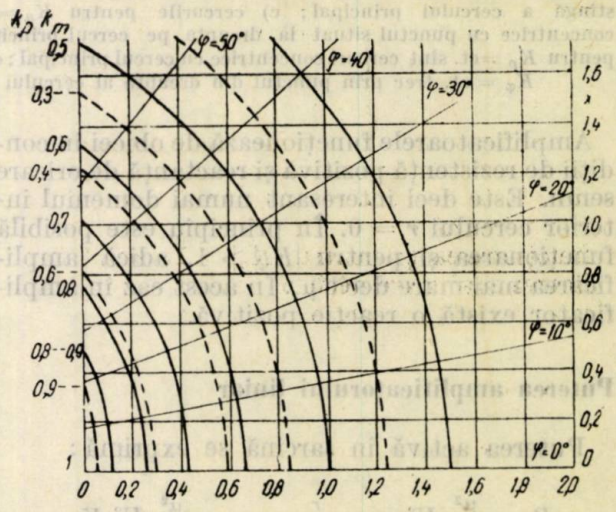


Fig. 3. Grafic pentru cazul cînd impedanța internă a sursei este complexă iar impedanța de sarcină este reală.

Decalajul între tensiunea de la intrare și cea de la ieșire se observă în figura 3. Tensiunea pe rezistența R_u este în fază cu curentul. Decalajul se exprimă prin:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{x}{1+r} = K_\varphi$$

au :

$$x = K_\varphi r + K_\varphi .$$

Graficul ecuației de mai sus în planul x, r este o familie de drepte care trec prin punctul $(-1,0)$ și au coeficientul unghiular K_φ.

Puterea debitată în sarcina R_S se scrie :

$$P_S = \frac{U_S^2}{R_S} = \frac{U_1^2}{R_S} K_u^2$$

sau, altfel spus, ea este o parte componentă a puterii maxime pe care o livrează sursa (primul cuadripol) cu impedanță nulă și aceeași tensiune electromotoare.

Curbele K_u = ct. coincid cu curbele K_p = ct. :

$$K_p = K_u^2$$

și se prescriu cercurilor K_u = ct. acele mărimi care se prescriu și pătratelor lor.

Concluzii

S-a expus construcția unor grafice care permit determinarea simplă și ușoară a mărimilor, factorul de transfer al tensiunii și puterea debitată în sarcină pentru un cuadripol activ cu impedanță internă rezistivă avînd ca sarcină o impedanță complexă, puterea maximă în regim liniar și puterea maximă a amplificatorului cu triodă, funcționînd în clasa A.

Se dă un grafic pentru cazul cînd sursa are o impedanță internă complexă, iar impedanța de sarcină este rezistivă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nims, A. A. *Circle Diagrams for Electron Tube Circuits.* În : Electronics, nr. 5, 1939.

[3] Forejt, J. *Graf lineárniho zesilovace s komplexn zatezi.* În : Slaboproudy Obzor, 21, nr. 9, 1960, pag. 521

Ing. EMIL RODEANU

Diode-tunel

621.385.2 Diode-tunel

Diodele-tunel sau diodele Esaki sînt dispozitive semiconductoare cu două terminale care au o caracteristică neliniară, cu o regiune de rezistență negativă, provenită din efectul-tunel într-o joncțiune $p-n$ (fig. 1).

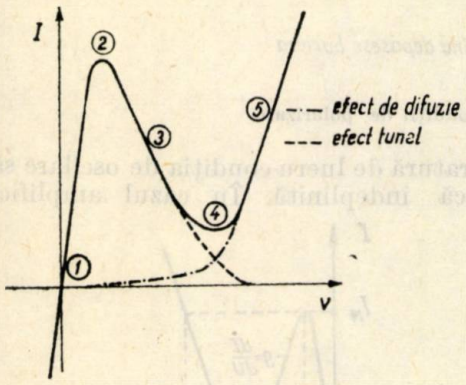


Fig. 1. Caracteristica diodei-tunel.

Aceste diode pot fi folosite în montaje foarte variate, ca oscilatoare, amplificatoare, schimbătoare de frecvență, circuite de comutare etc.

Funcționarea diodelor-tunel se bazează pe un principiu complet diferit de acela care guvernează comportarea altor dispozitive semiconductoare sau cu vid și anume pe un proces — care ascultă de legile teoriei cuantice — în care o particulă poate să dispară dintr-o parte a unei bariere de potențial și să apară de cealaltă parte a sa, chiar dacă nu are o energie suficientă pentru a depăși bariera, prin efect-tunel [1].

În dispozitivele obișnuite, tranzistoare sau tuburi cu vid, purtătorii de sarcină emiși de către un electrod intră într-o regiune în care mișcarea lor este controlată de către un electrod de semnal și sînt colectați apoi de către un electrod de ieșire. Viteza acestor procese este limitată de timpul cerut de purtătorii de sarcină de a se deplasa de la electrodul de emisie la cel de colectare. În diodele-tunel, datorită mecanismului-tunel, valoarea teoretică a frecvenței limită este de ordinul 10^7 MHz [2], valoare care este cu cîteva ordine de mărime mai mare decît în mecanismele de difuzie sau drift pe care se bazează funcționarea diodelor obișnuite sau a tranzistoarelor.

În diodele semiconductoare obișnuite curentul rezultă din suma numărului de purtători (atît găuri cît și electroni) care trec bariera, în timp ce în diodele-tunel curentul provine din diferența numărului de purtători ce trec joncțiunea. În ultimul caz curentul poate fi considerat ca o suprapunere a două componente principale, provenite din purtătorii majoritari care trec prin efect-tunel și difuzia purtătorilor minoritari prin joncțiune. Aceste două componente sînt arătate punctat în figura 1 [3].

Considerăm o joncțiune $p-n$. Pentru ca să aibă loc un efect-tunel observabil este necesar ca grosimea barierei să fie mică, iar de cealaltă parte a ei să existe multe stări libere. O înțelegere calitativă a fenomenelor care au loc în diodele-tunel se obține din schemele arătate în figura 2, ce reprezintă benzile de conducție și valență în vecinătatea unei joncțiuni la diferite tensiuni de polarizare [4, 5]. Prin aplicarea ten-

siunii directe de polarizare asupra joncțiunii se produce o deplasare a pozițiilor relative ale regiunilor ocupate și libere din banda de valență și banda de conducție. Din diagrame rezultă corespondența stărilor de energie cu punctele caracteristicii volt-amper.

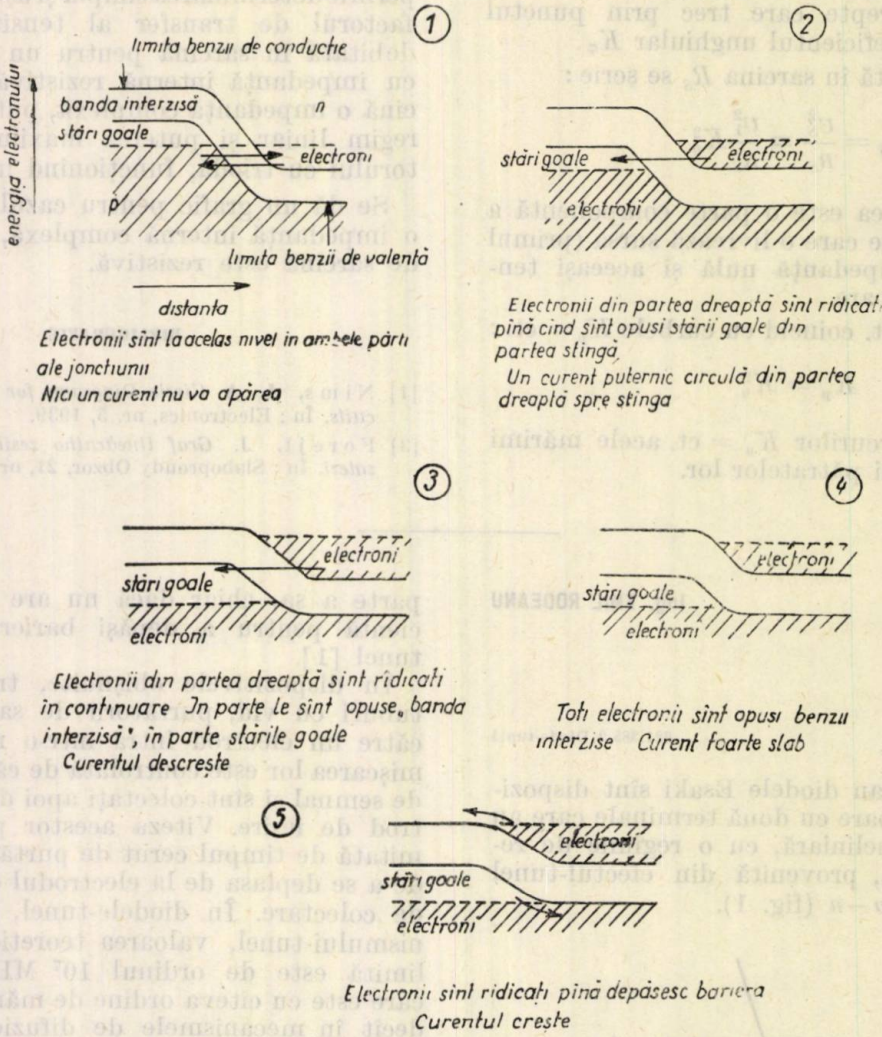


Fig. 2. Joncțiunea diodei-tunel la diferite condiții de polarizare.

Pentru aplicații este importantă definirea principalilor parametri electrici. În figura 3 se face acest lucru pentru unii dintre aceștia la care semnificația notațiilor rezultă direct.

Valorile U_M, U_m și U_{MM} sînt determinate de materialul semiconductor, iar pentru *Ge* sînt 55, 350 și 500 mV la 25°C.

Diodele-tunel ca și celelalte dispozitive semiconductoare prezintă importante variații ale parametrilor cu temperatura [5, 6]. Mărimile U_m, U_{MM} și I_m cresc cu temperatura. I_M poate crește sau descrește cu temperatura depinzînd de nivelul de dopare și de rezistența materialului semiconductor. La utilizarea diodelor-tunel trebuie să se țină seama de variația parametrilor săi cu temperatura. De exemplu în circuitele de comutare, importantă este stabilitatea lui I_M care determină constanța pragului de comutare; schimbarea lui U_{MM} afectează amplitudinea impulsului de ieșire. La oscilatoare se pune problema ca la cea mai mică temperatură de lucru condiția de oscilare să mai fie încă îndeplinită. În cazul amplificatoarelor unde se cere o adaptare între rezistența negativă a diodei și rezistența pozitivă a cir-

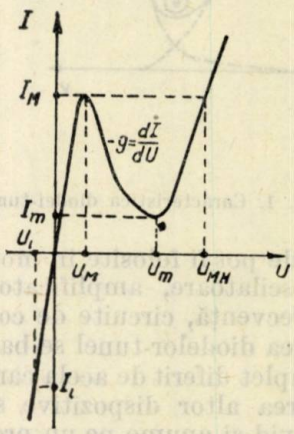


Fig. 3. Curba caracteristică a diodei-tunel cu *Ge*.

cuitului, este evident că această adaptare trebuie menținută în întreaga gamă de lucru.

Un circuit electric avînd o caracteristică dinatron se comportă ca o rezistență căreia i s-a legat în paralel o capacitate [7]. Ținînd seama de aceasta și făcînd o descriere a comportării la niveluri mici de semnal a diodei-tunel, în jurul unui punct de funcționare, care de obicei este fixat în regiunea de rezistență negativă a caracteristicii, printr-o convenabilă polarizare de c.c. se poate obține următorul circuit echivalent (fig. 4) [8].

Pentru semnale mici, caracteristica devine o linie dreaptă tangentă la curbă. Panta ei definește rezistența negativă $-R\,(=-1/g)$. Această rezistență, provenită din efectul-tunel, poate fi socotită independentă de frecvență, principala limitare de frecvență fiind determinată de elementele parazite. Capacitatea C

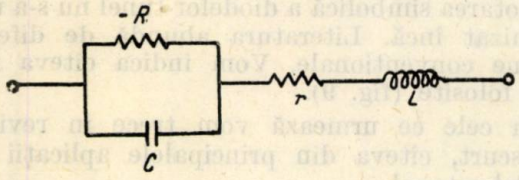


Fig. 4. Circuitul echivalent al diodei-tunel.

este determinată de stratul dublu de sarcini electrice care formează bariera de potențial a joncțiunii. Rezistența materialului semiconductor, a contactelor ohmice și a conductoarelor de legătură sînt incluse în r, iar L reprezintă inductanța parazită a conductoarelor. Se observă că impedanța acestui circuit este de forma:

$$Z_e = R_e + jX_e \tag{1}$$

cu:

$$R_e = r - \frac{R}{1+(\omega CR)^2} \text{ și } X_e = \omega L - \frac{\omega R^2 C}{1+(\omega RC)^2} \tag{2}$$

De aici se poate obține, anulînd pe R_e, frecvența maximă de oscilație:

$$\omega_{or} = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{R}{r}-1} \tag{3}$$

și anulînd pe X_e frecvența de rezonanță proprie:

$$\omega_{ox} = \frac{1}{\sqrt{LC}}\sqrt{1-\frac{L}{R^2C}}. \tag{4}$$

Trebuie subliniat că ambele frecvențe sînt reduse de către componentele circuitului exterior și prin urmare cea mai mare frecvență de lucru posibilă este dependentă de circuit. Cel mai simplu caz al unui montaj cu diodă-tunel constă într-o rezistență serie sau paralel legată la aceasta. Caracteristicile rezultate sînt date în figurile 5 și 6 [8]. Pe ele se observă că rezultanta poate avea porțiuni de rezistență negativă foarte mare sau foarte mică obținîndu-se și anularea ei.

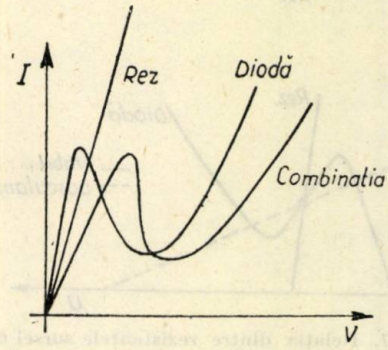


Fig. 5. Caracteristica legării în serie a unei diode-tunel și a unei rezistențe.

Legarea unui circuit, mai mult sau mai puțin complex, la o diodă-tunel poate determina amorsarea unor oscilații. Cunoașterea condițiilor în care iau naștere oscilații, sau a condițiilor de stabilitate a montajului, este foarte importantă în folosirea diodelor-tunel.

Studiul stabilității sistemelor, în cazul general al circuitelor conținînd un element de rezistență negativă, precum și particularizarea sa pentru cazul caracteristicii de tip dinatron se găsesc în literatură [9]. El este perfect valabil și în cazul diodelor-tunel.

Vom considera cazul în care în valoarea lui r sînt incluse toate rezistențele exterioare (sarcină, sursă de alimentare). Pentru ca ansamblul să fie stabil, o condiție necesară, dar nu

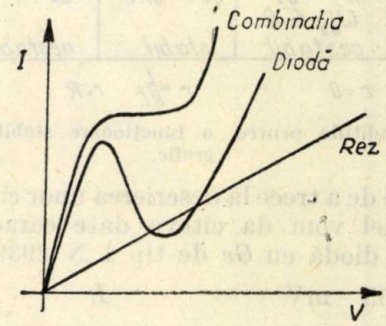


Fig. 6. Caracteristica legării în paralel a unei diode-tunel și a unei rezistențe.

suficientă, este aceea ca polarizarea diodei să se facă printr-o rezistență de o asemenea valoare încît dreapta sa figurativă să intersecteze caracteristica diodei într-un singur punct (fig. 7) (condiția de c.c.). Aceasta înseamnă că $r < R$ sau în frecvență $\omega_{or} > 0$. În cazul în care $r > R\,(\omega_{or} < 0)$ circuitul este basculant.

Cea de-a doua condiție care se impune este aceea ca dreapta de sarcină dinamică să nu intersecteze decît într-un singur

punct caracteristica diodei-tunel (condiția de c.a.). Aceasta se scrie $\frac{L}{Cr} < R$ sau, păstrînd același parametru, $\frac{L}{CR} < r$. Introducînd aceste con-

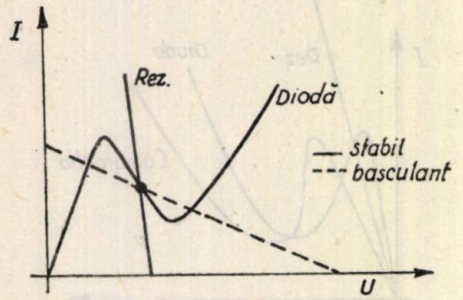


Fig. 7. Relația dintre rezistențele sursei de alimentare și diodei-tunel.

diții în expresia lui ω_{ox} rezultă condiția de frecvență pentru funcționarea stabilă:

$$\omega_{ox} < \omega_{or} < 0.$$

În cazul în care $r < \frac{L}{CR}$ regimul este de oscilații neliniare cu $\omega_{or} > \omega_{ox}$ și $\omega_{ox} \leqslant 0$.

O rezumare a acestei analize este făcută în figura 8 [5].

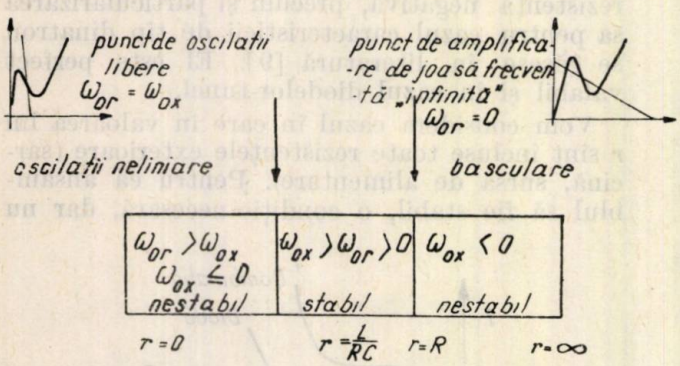


Fig. 8. Condițiile pentru o funcționare stabilă, arătate grafic.

Înainte de a trece la descrierea unor circuite cu diode-tunel vom da cîteva date caracteristice pentru o diodă cu *Ge* de tip 1 N 2939

U_M	55	mV	L	6 nH
I_M	1	mA	C	7 pF
U_M	350	mV	r	1,5 Ω
I_M	0,1	mA	$\Delta U_M/\Delta T$	60μV/°C
U_{MM}	500	mV	$\Delta U_m/\Delta T$	−1 mV/°C
U_i	30	mV		
I_i	1	mA	$\Delta U_{MM}/\Delta T$	−1 mV/°C
$\frac{I_M}{I_M}$	8	minimum	$\Delta I_M/\Delta T$	0,75 %/°C
$-R$	160	Ω		

În ceea ce privește zgomotul diodelor-tunel trebuie menționat că rezistența sa negativă dă zgomot de alice; rezistența serie parazită creează zgomot termic, iar în frecvențe foarte joase devine important zgomotul 1/f [10]. Cu toate aceste surse de zgomot, au fost realizate

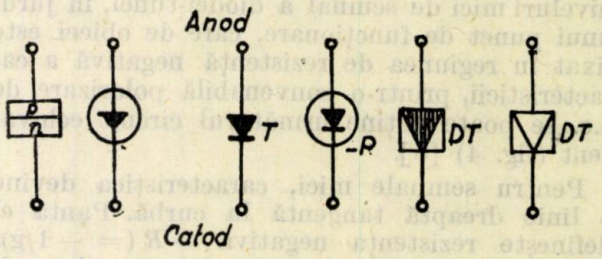


Fig. 9. Reprezentarea convențională a diodelor-tunel.

amplificatoare cu diode-tunel avînd factori de zgomot mai mici decît 3 dB.

Notarea simbolică a diodelor-tunel nu s-a uniformizat încă. Literatura abundă de diferite semne convenționale. Vom indica cîteva mai des folosite (fig. 9).

În cele ce urmează vom trece în revistă, pe scurt, cîteva din principalele aplicații ale diodelor-tunel.

1. Dioda-tunel ca amplificator

Prin definiție o rezistență pozitivă disipă energie. Rezultă deci că o rezistență negativă generează energie. Această generare poate conduce la o amplificare a unui semnal — cazul amplificatoarelor cu rezistență negativă. Considerăm circuitul echivalent al unui amplificator cu diodă-tunel.

Cîștigul de transfer, definit ca raportul dintre puterea livrată de către generator unei sarcini

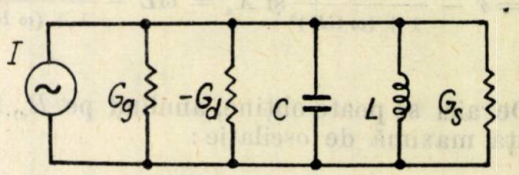


Fig. 10. Schema echivalentă a unui amplificator cu diodă-tunel.

oarecare și puterea maximă livrabilă de acesta, la o frecvență oarecare, este [5]:

$$T = \frac{4\,G_g\,G_s}{(G_g + G_s - G_d)^2 + \omega^2 C^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}. \qquad (5)$$

La rezonanță expresia devine:

$$T_0 = \frac{4G_g\,G_s}{(G_g - G_s - G_d)^2},$$

iar dacă $G_g + G_s = G_d$ se obține $T_{omax} = \infty$.

Lărgimea de bandă a amplificatorului, considerată între punctele la care cîştigul se reduce la jumătate din valoarea sa, în mijlocul benzii va fi :

$$B = \frac{G_g + G_s - G_d}{2\pi C}; \text{ la adaptare } B = 0. \quad (7)$$

Un factor de merit al amplificatorului este produsul amplificare-bandă :

$$\sqrt{T} \times B = \frac{\sqrt{G_g G_s}}{\pi C} \text{ sau aproape de adaptare} \quad (8)$$

$$\sqrt{T} \times B = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (9)$$

Rezultă de aici necesitatea realizării unor diode cu un produs RC cît mai scăzut.

Vom da acum schema unui etaj amplificator lucrînd la frecvenţa de 100 MHz, avînd o bandă de 20 MHz şi un cîştig de 32 dB.

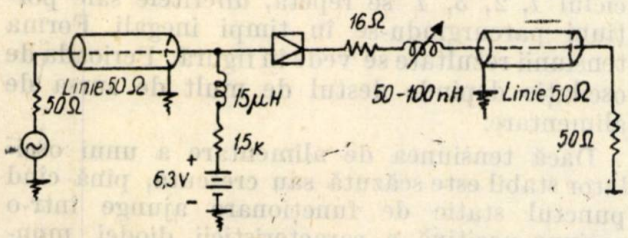


Fig. 11. Schema unui amplificator cu diodă-tunel lucrînd la 100 MHz.

Întregul calcul de proiectare se face ţinînd seama de relaţiile dintre parametrii obţinuţi la fixarea criteriilor de stabilitate.

Pe lîngă marile avantaje pe care le prezintă diodele-tunel în montajele de amplificare, ele au şi un important dezavantaj care a împiedicat o mai largă utilizare a lor. Este vorba de proprietăţile bilaterale ale unui dispozitiv cu două terminale. Acest lucru împiedică montarea în cascadă a etajelor amplificatoare într-un mod simplu. În microunde se utilizează cuplaje unidirecţionale (circulatoare, izolatoare) ; în joasă frecvenţă, giratoare sau cuplaje unidirecţionale nu s-au realizat încă.

2. Dioda-tunel ca oscilator

Existenţa unei porţiuni de rezistenţă negativă în caracteristica unei diode-tunel o face potrivită pentru funcţionarea în montaj de oscilator. Stabilitatea frecvenţei depinde, în principal, de aceea a componentelor circuitului asociat. Circuitul echivalent al unui oscilator cu diodă-tunel este cel arătat în figura 12.

Polarizînd în mod corespunzător dioda, în regiunea de rezistenţă negativă şi ţinînd seama de condiţiile de intrare în oscilaţii, obţinem următoarele relaţii [5] :

$$\omega_0 = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2C^2}\right)^{1/2}, \quad (10)$$

$$R_s = r - \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (11)$$

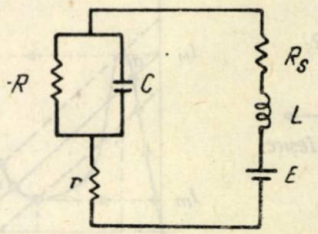


Fig. 12. Circuitul echivalent al unui oscilator cu diodă tunel.

sau în cazul unui circuit exterior :

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{L(C + C_1)} - \frac{1}{R^2 (C + C_1)^2}\right]^{1/2}. \quad (12)$$

Vom da schema unui oscilator sinusoidal realizat cu o diodă-tunel, lucrînd la frecvenţa de 100 kHz (fig. 13).

Cu toată simplitatea circuitului oscilator cu diodă-tunel există şi cîteva importante limitări. Prima dintre acestea este nivelul mic de putere ce se poate obţine la ieşirea oscilatorului (circa 100 mW). Mărirea suprafeţei joncţiunii, care ar conduce la creşterea puterii disponibile, atrage după sine serioase limitări în frecvenţă. Stabilitatea frecvenţei este afectată nu numai de aceea a elementelor circuitului exterior, ci şi de aceea a rezistenţei negative, cît şi a punctului static de funcţionare.

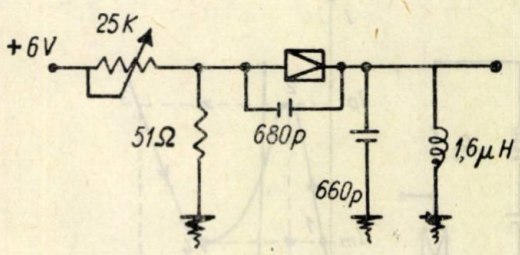


Fig. 13. Schema unui oscilator sinusoidal pe 100 kHz.

În ceea ce priveşte proiectarea, ca şi în cazul amplificatorului se ţine seama direct de relaţiile de stabilitate (sau în acest caz de instabilitate).

3. Dioda-tunel în circuite basculante

Funcţionarea diodelor-tunel în montaje basculante apare a fi un foarte promiţător mod de lucru al lor. Oscilatorii astabili, monostabili

sau bistabili pot să creeze impulsuri avînd fronturi de numai cîteva ns, performanță greu de atins cu alte dispozitive, deosebit de utile în aparatele de măsură, calculatoare, telecomunicații (circuite logice, circuite de coincidență, memorii etc.).

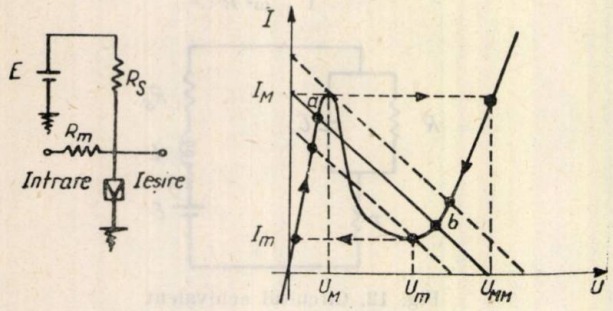


Fig. 14. Circuit bistabil simplu cu diodă-tunel.

Din discuția asupra criteriilor de stabilitate s-a văzut că porțiunea de rezistență negativă a caracteristicii diodei-tunel este o regiune instabilă, dacă rezistența pozitivă totală a circuitului este mai mare decît rezistența negativă a diodei. În acest caz dioda va trece în una din regiunile stabile, adică într-un punct unde dreapta de sarcină întîlnește caracteristica diodei în regiunea ei pozitivă.

În figura 14 este dată schema simplă a unui circuit bistabil și este figurată dreapta de sarcină corespunzătoare pe caracteristica diodei.

Un impuls pozitiv de curent, avînd o amplitudine suficientă pentru a se atinge curentul I_M, va produce o basculare în sensul indicat de

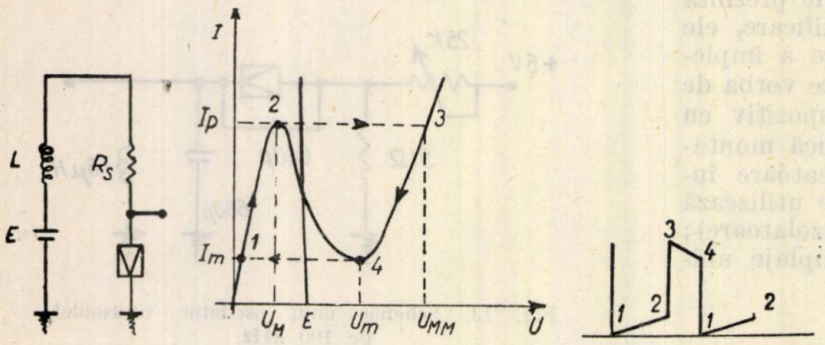


Fig. 15. Circuit astabil cu diodă-tunel.

săgeți și punctul static de funcționare se va schimba din *a* în *b*. Un impuls negativ de curent, suficient pentru a se ajunge în I_m, va readuce montajul în starea sa inițială. Viteza de comutare între cele două stări este foarte mare și este în principal determinată de capacitatea joncțiunii și de sarcina livrată de impulsul de comandă. Timpul de creștere pentru un impuls obținut de la o diodă alimentată dintr-o sursă de curent constant și comandată cu un impuls minim necesar se poate calcula cu o aproximație satisfăcătoare cu formula [5]:

$$t_c = \frac{U_{MM} - U_M}{I_M - I_M} \cdot C \qquad (13)$$

t_c poate fi redus micșorînd raportul $\frac{C}{I_M - I_m}$ și are valori de cîteva ns.

În figura 15 este dată schema unui oscilator astabil, cum și forma de semnal care se obține la ieșirea sa.

Polarizarea diodei-tunel se face într-o regiune de rezistență negativă, respectîndu-se condiția $R_s < |-R|$. La aplicarea tensiunii de alimentare, curentul prin diodă crește pînă ajunge în punctul *2*. În acest moment tensiunea pe diodă sare din punctul *2* în punctul *3*, întrucît curentul scade pînă ajunge în punctul *4*, cînd tensiunea pe diodă sare din punctul *4* în punctul *1*. În continuare curentul crește din nou și ciclul *1*, *2*, *3*, *4* se repetă, diferitele sale porțiuni parcurgîndu-se în timpi inegali. Forma tensiunii rezultate se vede în figură. Perioada de oscilație depinde destul de mult de sursa de alimentare.

Dacă tensiunea de alimentare a unui oscilator stabil este scăzută sau crescută, pînă cînd punctul static de funcționare ajunge într-o regiune pozitivă a caracteristicii diodei, montajul devine monostabil (fig. 16).

Un impuls de comandă pozitiv, dacă punctul static de funcționare este în *a*, și negativ dacă este în *b* va determina efectuarea unui ciclu

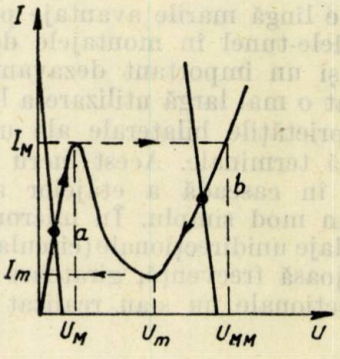


Fig. 16. Caracteristica unui oscilator monostabil cu diodă-tunel.

complet basculant cu revenirea în poziția inițială.

Proprietăți interesante, cu mărirea posibilităților și sporirea gamei de aplicații a diodelor-tunel, se obțin prin realizarea unor circuite basculante (astabile, mono- și bistabile), circuite de întîrziere, divizoare de frecvență, detectoare etc.

În prezentarea făcută s-au trecut în revistă principalele calități ale diodelor-tunel, lucru care permite să se întrevadă largi posibilități de aplicare a acestor dispozitive semiconductoare.

BIBLIOGRAFIE

[1]* Esaki, L. *New Phenomenon in narrow Germanium p—n jonction.* În : Phys. Rev. 109, 603, 1958.

[2] Adler, E. Selikson, B. *A Review of the tunnel diode.* În Electronic Engineering vol. 34, nr. 407, 1962, part. I. Electronic Engineering, vol. 34, nr. 408, 1962, part. II.

[3] Mroziewicz, B. *Technology and some properties of Germanium tunnel diodes.* În : Archiwum Elektrotehniki, tom X Z. 2, Warszawa, 1961, p. 471.

[4] Sommers, H. S. *Tunel diode as high-frequency devices.* În : Proceedings I.R.E. 47 (7), 1201, 1959.

[5] .*. *Tunnel diode manual.* În : General Eletric, New York, 1961.

[6] Белова, Н. А., Ковалев, А. Н. *Экспериментальное исследование тунельного тока в узких германиевых p-n переходах.* În : Радиотехника и Электроника, Том VI, № 1, 160, 1961.

[5] Cartianu, Gh. *La correspondance entre les caractéristiques statiques et les paramèthres dynamiques des organes électriques à résistance négative.* În : L'onde Electrique, Jan 1949, p. 44.

[8]* Lesk, J. A., Holonyak, H., Davidson, V. S., Aarons, M. W. *Germanium and silicon tunnel diodes — Design, operation on applications.* În : I.R.E. Wescon. Conv. Rec. Electr. Dev. 3, p. 3—9, 1959.

[9] Cartianu, Gh. *Über das Stabilitätsproblem der linearen und nichtlinearen elektrischen Kreise.* În : Z. Hochsch. f. Elektrotech. Ilmenau Jg. 3, 1957, H 2.

[10]* Chang K. K. N. *The optimum noise performance of tunnel diode amplifiers.* În : Proc. I.R.E. 48 (1), 107, 1960.

Ing. MIHAI MĂRUȚĂ

Modulator echilibrat cu generator de purtător integrat

621.376 Modulatoare

Translația frecvențelor, pentru separarea căilor telefonice la sistemele cu curenți purtători, se obține în general cu un modulator echilibrat, alimentat la o intrare de semnal și la alta de curentul purtător. Curentul purtător, introdus din exterior, este produs de un generator separat. Cînd modulatorul propriu-zis este format din elemente active (tuburi electronice sau tranzistoare) este posibil să fie utilizat el însuși pentru generarea purtătorului, economisindu-se astfel un generator separat.

În această lucrare se studiază posibilitatea și condițiile de realizare a unui astfel de modulator cu generator de purtător integrat. În prima parte se analizează modulatorul cu două tuburi electronice în contratimp și cu generator de purtător separat, iar în partea a doua se trece la montajul cu generatorul inclus în montajul modulatorului.

1. Modulator activ echilibrat

Schema de principiu a modulatorului activ echilibrat cu introducerea din exterior a purtătorului este arătată în figura 1.

La intrarea *1—1* se introduce tensiunea semnalului $u_s = U_S \sin \omega t$, iar la intrarea *3—3* tensiunea purtătorului $u_p = U_p \sin \Omega t$. După modul în care se aplică tensiunile semnalului și purtătorului la intrarea schemei, vom avea pentru tubul T_1 :

$$u_{g_1} = U_p \sin \Omega t + U_S \sin \omega t,$$

iar pentru tubul T_2

$$u_{g_2} = U_p \sin \Omega t - U_s \sin \omega t.$$

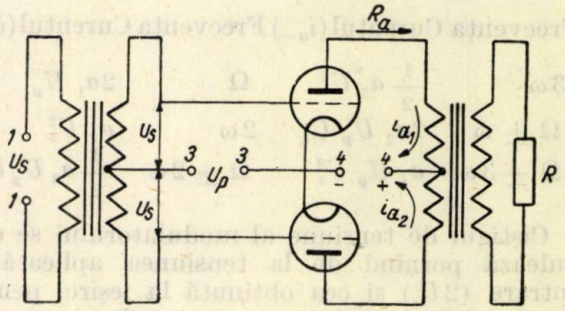


Fig. 1. Schema modulatorului activ în contratimp.

Curentul anodic al fiecărui tub poate fi exprimat printr-un șir de puteri (1), în funcție de tensiunea de grilă :

$$i_a = a_0 + a_1 u_g + a_2 u_g^2 + a_3 u_g^3 + \ldots \quad (1)$$

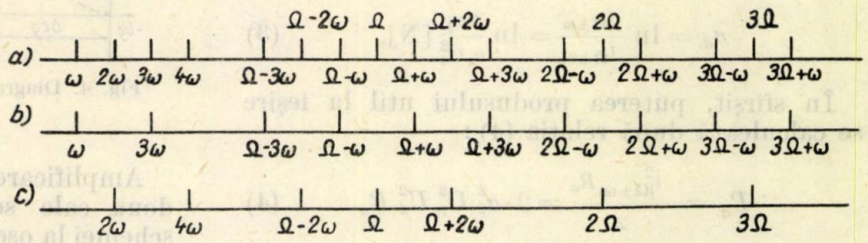


Fig. 2. Spectrul de frecvență al modulatorului și gruparea produselor.

Înlocuind tensiunile de grilă u_{g_1} și u_{g_2} în relația (1) vom găsi curenții anodici i_{a_1} și i_{a_2} ai celor două tuburi care, după cum este cunoscut, conțin toate produsele de distorsiune neliniară și toate produsele de combinație ale celor două frecvențe ω și Ω (fig. 2).

După modul în care se combină la ieșire, aceste produse se împart în două grupe

* Indicațiile bibliografice semnalate cu asterisc se găsesc în volumul : „Гунельные диоды" Сборник статей, Москва, 1961.

(fig. 2*b* și 2*c*). Prima grupă va fi conținută în diferența $i_{a_1} - i_{a_2} = i_{a-}$ care va determina apariția acestor produse la bornele *2 — 2* ale schemei, iar grupa a doua în suma $i_{a_1} + i_{a_2} = i_{a+}$ produsele apărînd la bornele *4—4*. Întrucît produsele din cele două grupe urmează căi diferite în circuitele de la ieșire, mărimile lor sînt determinate de sarcinile pe care debitează aceste produse. Astfel, produsele din prima grupă vor fi debitate pe sarcina R_a a schemei, deci coeficienții a_1, a_2, a_3, ..., conținuți în aceste produse, vor fi coeficienții unei ecuații de forma (1), adică a unei caracteristici dinamice $i_1 = f_1(u_g)$ avînd în vedere sarcina $R_a/2$ (pentru un tub). Coeficienții a_1, a_2, a_3, ..., conținuți în produsele grupei a doua, vor aparține tot unei ecuații de forma (1), însă care prezintă o caracteristică statică $i_0 = f_0(u_g)$, întrucît mărimile acestor produse nu depind de sarcina R_a și se scurg în scurtcircuit prin bateria anodică.

Indicăm mai jos cîteva produse din cele două grupe care prezintă interes în lucrare, cu mărimile curenților care rezultă din înlocuirile tensiunilor u_{g_1} și u_{g_2} în (1).

Frecvența	Curentul (i_{a-})	Frecvența	Curentul (i_{a+})
3ω	$\frac{1}{2} a_3 U_s^3$	Ω	$2a_1 U_p$
$\Omega \pm \omega$	$2a_2 U_p U_s$	2ω	$a_2 U_s^2$
$\Omega \pm 3\omega$	$a_4 U_p U_s^3$	$\Omega \pm 2\omega$	$\frac{3}{2} a_3 U_p U_s^2$

Cîștigul de tensiune al modulatorului se calculează pornind de la tensiunea aplicată la intrare ($2U_s$) și cea obținută la ieșire, pentru produsul de modulație pe sarcina R_a:

$$S_t = \ln \frac{2a_2 U_p U_s R_a}{2U_s} = \ln (a_2 U_p R_a) \text{ [N]}. \quad (2)$$

Produsul care determină distorsiunea de neliniaritate prin modulație ($\Omega \pm 3\omega$) va fi atenuat cu valoarea a_d față de produsul util:

$$a_d = \ln \frac{i_{\Omega \pm \omega}}{i_{\Omega \pm 3\omega}} = \ln \frac{2a_2}{a_4 U_s^2} \text{ [N]}. \quad (3)$$

În sfîrșit, puterea produsului util la ieșire se calculează după relația (4):

$$P_a = \frac{i^2_{(\Omega \pm \omega)} R_a}{2} = 2 \cdot a_2^2 U_p^2 U_s^2 R_a. \quad (4)$$

Anulînd derivata *I* a acesteia în raport cu sarcina anodică, se demonstrează că puterea maximă se obține pentru o sarcină $\frac{R_a}{2} = \frac{R_i}{5}$ [1].

2. Modulator cu generator de purtător integrat

Schema modulatorului în contratimp arătată în figura 1 are două căi de amplificare. Prima cale are intrarea la bornele *1—1* și ieșirea la bornele *2—2*, iar cea de-a doua, intrarea la *3—3* și ieșirea la *4—4*. Pe prima cale cele două tuburi lucrează în contratimp, pe cea de-a doua, în paralel. În ipoteza că cele două tuburi lucrează în clasa *A*, cele două căi devin independente. Conectînd o sarcină anodică Z_Ω la bornele *4—4* ale schemei din figura 1, considerînd că tuburile lucrează în regim liniar păstrîndu-și rezistențele interne, iar produsele de la ieșire le obținem în urma conectării la intrări a unor generatori de tensiune fictivi, care conțin cele două grupe de produse, se poate trece la schemele echivalente ale celor două căi (fig. 3). În acest caz, curenții i_{a-} și i_{a+} se vor calcula pornind de la curbele dinamice i_1 și i_2 din figura 4, corespunzător sarcinilor $R_a/2$, respectiv $2Z_\Omega$.

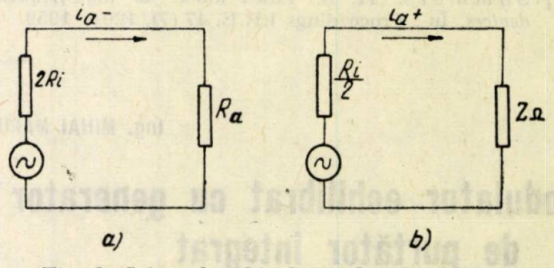


Fig. 3. Schemele echivalente ale celor două căi.

Vom nota coeficienții ecuației (1) cu a' pentru produsele conținute în prima grupă și cu a'' pentru cele din cea de-a doua grupă.

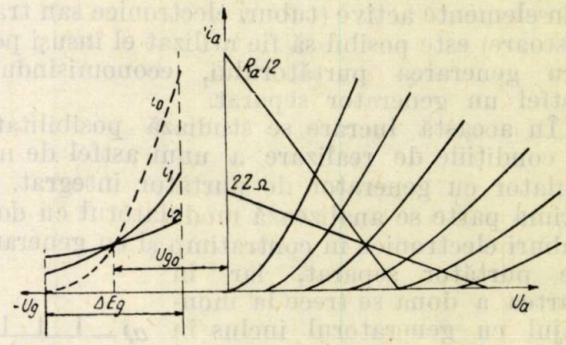


Fig. 4. Diagramele de sarcină ale modulatorului și oscilatorului.

Amplificarea ce se poate realiza pe cea de-a doua cale se poate folosi pentru aducerea schemei la oscilație, prin legarea, printr-un cuadripol de reacție pozitivă, a bornelor *3—3* cu *4—4*. Atenuarea și defazajul cuadripolului trebuie să corespundă condițiilor de oscilație, adică $a \leqslant S_{(II)}$ (atenuarea de tensiune mai mare decît cîștigul pe cea de-a doua cale), iar defazarea tensiunilor U_1 și U_2 să fie de 180° (fig. 5). Modul în care se aplică purtătorul corespunde necesităților funcționării unui modulator, întrucît pe această cale cele două triode lucrează în paralel, deci tensiunile la grilele celor două

tuburi vor fi în fază. Ca și în schema din figura 1, alegerea punctului de funcționare trebuie să corespundă domeniului neliniar din caracteristica $i_a = f(u_g)$.

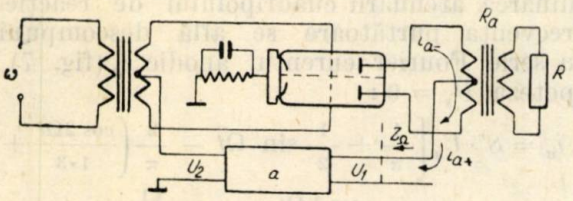


Fig. 5. Modulator cu generator integrat.

Cîștigul modulatorului și distorsiunile de neliniaritate ale produsului de modulație se calculează la fel ca la modulatorul din figura 1 :

$$S_l' = \ln (a_2' U_p R_a) \text{ [N]}, \tag{5}$$

$$a_d' = \ln \frac{2a_2'}{a_4' U_s^2} \text{ [N]}. \tag{6}$$

Impunînd distorsiunea a_d', se poate determina tensiunea maximă a semnalului la intrare :

$$U_s \leqslant \sqrt{\frac{2a_2'}{e^{a_d'} \cdot a_4'}}. \tag{7}$$

În același timp, în domeniul ΔE_g, pentru care se consideră aproximarea curbelor i_1 și i_2, trebuie să avem relația :

$$2(U_p + U_s) \leqslant \Delta E_g. \tag{8}$$

Pentru produsele din grupa a doua, avem imediat condiția de oscilație :

$$2a_1'' U_p Z_\Omega e^{-a_\Omega} \geqslant U_p, \tag{9}$$

sau

$$a_\Omega \leqslant \ln (2a_1'' Z_\Omega) \text{ [N]}, \tag{10}$$

unde a_Ω este atenuarea cuadripolului de reacție la frecvența de oscilație.

Dar amplificarea pe cea de-a doua cale este egală cu

$$K = \frac{2a_1'' U_p Z_\Omega}{U_p} = 2a_1'' Z_\Omega, \tag{11}$$

deci obținem pentru (10) relația amintită

$$a_\Omega \leqslant S_{(II)}. \tag{12}$$

Creînd o cale de reacție pozitivă pentru frecvența purtătoare Ω se deschide însă posibilitatea pătrunderii pe aceeași cale a tuturor produselor din grupa a doua care, prin amestec cu semnalul ω, vor da naștere la ieșire, pe sarcina R_a, la produse parazitare de intermodulație. În ipoteza $\Omega \gg \omega$, produsul cel mai favorizat va fi cel cu frecvența $\Omega \pm 2\omega$, întrucît este cel mai apropiat de purtător și deci atenuarea cuadripolului de reacție încă nu va fi importantă.

Atenuarea acestui produs de intermodulație față de produsul util va fi :

$$a_i = \ln \frac{i_{\Omega \pm \omega}}{i_{(\Omega \pm 2\omega) \pm \omega}} = \ln \frac{2a_2' U_p U_s}{2a_2' U_s \cdot \frac{3}{2} a_3'' U_p U_s^2 Z_\Omega e^{-a_{\Omega \pm 2\omega}}}, \tag{13}$$

de unde se poate scoate atenuarea cuadripolului la aceste frecvențe :

$$a_{\Omega \pm 2\Omega} \geqslant a_i + \ln \left(\frac{3}{2} a_3'' U_s^2 Z_\Omega \right) \tag{14}$$

(pentru simplificare s-a considerat $Z_\Omega = \text{const.}$).

În figura 6 se arată gabaritul în care trebuie să se încadreze caracteristica de atenuare a cuadripolului de reacție.

Dacă pentru același domeniu ΔE_g curbele din figura 4 notate cu i_1 și i_2 vor reprezenta secțiuni dintr-o parabolă, atunci atenuarea de distorsiune definită în (6) devine infinită sau, ceea ce este același lucru, tensiunea U_s nu mai este limitată superior. Atenuarea produsului de intermodulație devine de asemenea infinită, deci cuadripolul de reacție nu va mai trebui să satisfacă condiția de atenuare arătată în figura 6, în ceea ce privește $a_{\Omega \pm 2\omega}$, lucru care ușurează realizarea modulatorului. (Banda relativă $4\omega/\Omega$ fiind mică la frecvențe purtătoare mari, iar atenuarea a_i din relația (14) avînd de obicei o valoare mare, realizarea practică a cuadripolului ar fi foarte dificilă.)

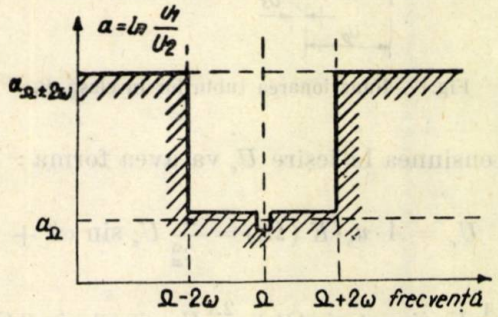


Fig. 6. Gabaritul de atenuare al cuadripolului de reacție

3. Funcționarea modulatorului în clasă B

În acest mod de funcționare este indicată folosirea unui tub cu pantă fixă (fig. 7). Idealizînd caracteristica $i_a = f(u_g)$, în felul în care este arătat în figură, se poate trece la calculul cîștigului modulatorului, considerîndu-l că funcționează în regim de comutație, avînd caracteristica elementului neliniar de forma *liniei frînte*.

Schema modulatorului ce funcționează în acest regim este arătată în figura 8, unde $K(\Omega t)$ este funcția de comutație, iar A este am-

plificarea de tensiune a montajului în contratimp, pentru alternanțele pozitive ale purtătorului. Astfel, vom avea:

$$K(\Omega t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\left[\sin \Omega t + \frac{1}{3}\sin 3\Omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{5}\sin 5\Omega t + \ldots\right], \qquad (15)$$

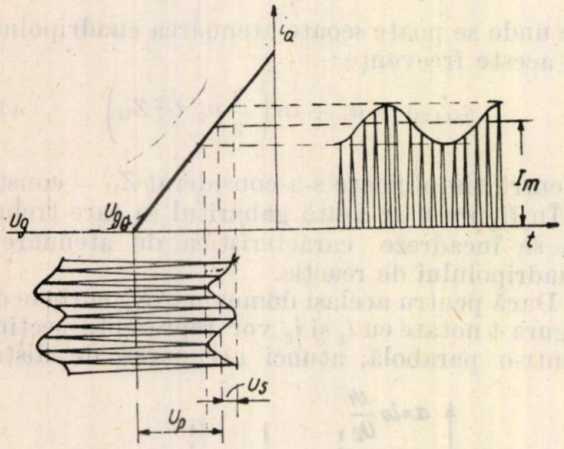


Fig. 7. Funcționarea tuburilor în clasă *B*.

iar tensiunea la ieșire U_e va avea forma:

$$U_e = A \cdot u_s \cdot K(\Omega t) = \frac{A}{2\pi} U_s \sin \omega t +$$

$$+ \frac{2A}{\pi} U_s \sin \omega t \cdot \sin \Omega t + \frac{2A}{3\pi} U_s \cdot \sin \omega t \cdot \sin 3\Omega t + \ldots \qquad (16)$$

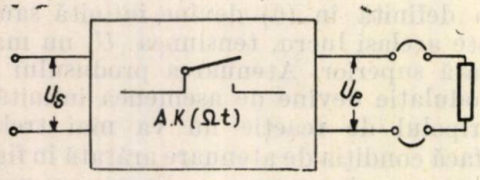


Fig. 8. Schema-bloc a modulatorului în regim de comutație.

Produsele de modulație utile se obțin din termenul al doilea:

$$U_{e(\Omega \pm \omega)} = \frac{A\,U_s}{\pi}[\cos(\Omega - \omega)t - \cos(\Omega + \omega)t], \qquad (17)$$

iar cîștigul modulatorului va fi:

$$S_t = \ln \frac{U_{e(\Omega \pm \omega)}}{U_s} = \ln \frac{A \cdot U_s/\pi}{U_s} = S_{to} - a_c, \qquad (18)$$

unde $S_{to} = \ln AN$ este cîștigul de tensiune al amplificatorului în contratimp, iar $a_c = \ln \pi = 1{,}15\ \mathrm{N}$ — atenuarea de comutație.

Condiția de oscilație necesară pentru determinarea atenuării cuadripolului de reacție la frecvența purtătoare se află descompunînd în serie Fourier curentul anodic i_a (fig. 7) în ipoteza $U_s = 0$:

$$i_a = S' \cdot U_p\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin \Omega t - \frac{2}{\pi}\left(\frac{\cos 2\Omega t}{1 \cdot 3} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\cos 4\,\Omega t}{3 \cdot 5} + \ldots\right)\right], \qquad (19)$$

unde S' este panta dinamică a celor două tuburi luate în paralel avînd ca sarcină impedanța Z_Ω.

Luînd armonica fundamentală a curentului i_a vom avea:

$$\frac{S' \cdot U_p}{2} \cdot Z_\Omega\, e^{-a_\Omega} \geqslant U_p \qquad (20)$$

sau

$$a_\Omega \leqslant \ln \frac{S'\,Z_\Omega}{2}\,[\mathrm{N}]. \qquad (21)$$

Pentru calculul de proiectare al modulatorului în acest regim, pentru determinarea distorsiunilor de neliniaritate ale modulatorului și a gabaritului caracteristicii de atenuare a cuadripolului de reacție, se procedează la fel ca la modulatorul în regim parabolic, descompunînd caracteristica reală (linia punctată din figura 7) într-un șir de puteri de forma (1). Amintim numai că, pentru obținerea unor distorsiuni de neliniaritate mici prin modulație, este necesar ca și la modulatorii cu semiconductori, să se ia o purtătoare mare și un semnal mic în așa fel încît anvelopa impulsurilor de curent din figura 7 să urmărească cît mai fidel semnalul aplicat.

Modulatorul în clasă *B* este mai avantajos decît cel precedent, atît din punctul de vedere al amplificării mari ce se obține prin folosirea tensiunilor mari pentru purtătoare, cît și al randamentului tuburilor.

Un montaj mai economic, care rămîne să fie studiat, este montajul cu tranzistoare în loc de tuburi electronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Baev, N. A., Dobrovolskii, F. V. ș. a. *Dalniaia sveazi* (Comunicații la mare distanță). În: Sveazizdat, Moskva, 1940, pag. 99—141.

[2] Tiurin, V. L., Listov, V. N. ș.a. *Dalniaia sveazi* (Comunicații la mare distanță). În: Transjeldorizdat, Moskva, 1957. pag. 164—203.

[3] Rizkin, A. A. *Osnovi teorii usilitelnih shem.* (Bazele teoriei schemelor amplificatoarelor). În: Sovetskoe radio-Moskva, 1958, pag. 343—350.

Ing. ENEEA BARBU
Ing. NECULAE NECULA

Incadrarea circuitelor de test în relații și scheme logice

621.395.34 Telefonie automată
621.52 Automatizare

În unele sisteme automate și în special în centralele telefonice automate operația de test constă în verificarea, ocuparea și blocarea ieșirii libere. Circuitul care îndeplinește aceste funcțiuni se numește *Circuit de test*. Astfel de circuite pot fi realizate cu elemente electromagnetice (cu contacte) sau cu elemente fără contacte. Circuitele cu elemente electromagnetice, în special acelea care folosesc selectoare cu mișcare de rotație, ridică probleme legate de treapta de selecție. Dacă testul ieșirii se face în timpul deplasării libere a periilor, atunci condițiile de funcționare sînt mai grele, deoarece testarea se realizează în timp ce periile explorează cîmpul cu contacte.

În cazul selecției forțate testarea are loc după oprirea periilor pe ieșirea căutată. Analiza circuitelor de test pentru centralele telefonice automate care folosesc selectoare cu mișcarea de rotație se face pe baza condițiilor de funcționare concretizate prin :

— nefuncționarea elementelor din circuitul de test, dacă apare coincidența mai multor căutări ;

— oprirea periilor selectorului pe ieșirea liberă ;

— blocarea ieșirii după testare încît să nu mai poată fi ocupată de alte selectoare ;

— menținerea legăturii în cazul încercărilor de testare de către unul sau mai multe selectoare.

Calculul electric al elementelor se face atît în regim tranzitoriu cît și în regim permanent.

Etapa regimului tranzitoriu permite stabilirea condițiilor de oprire a selectorului pe ieșirea testată, probabilitatea dublului test, de unde rezultă și metodele și soluțiile de îmbunătățire a funcționării.

De regimul tranzitoriu se leagă timpul de acționare sau durata testului, timpul de eliberare etc.

Regimul permanent permite stabilirea curentului de acționare, de menținere, de blocare, de neacționare cît și calcularea coeficienților de siguranță a acționării, a neacționării, a menținerii etc.

Problemele privind regimul permanent sînt relativ simple și tratate în lucrările de specialitate [4]. Regimul tranzitoriu este tratat în linii generale în lucrarea [5].

Analiza circuitului de test în ansamblu nu se găsește tratată în literatura de specialitate cu algebra logică.

Se știe că datorită multiplajului gradat din cîmpul selectoarelor pot apare cazuri cînd două sau mai multe selectoare testează simultan aceeași ieșire liberă. Verificarea și ocuparea ieșirii constă în oprirea selectorului, dacă selecția este liberă, și comanda apelului și altor operații dacă selecția este forțată.

1. Cazul testării simultane

La centralele pas cu pas și cu mașini rotative schema corespunzătoare testării simultane de către n selectoare a unei ieșiri este reprezentată în figura 1.

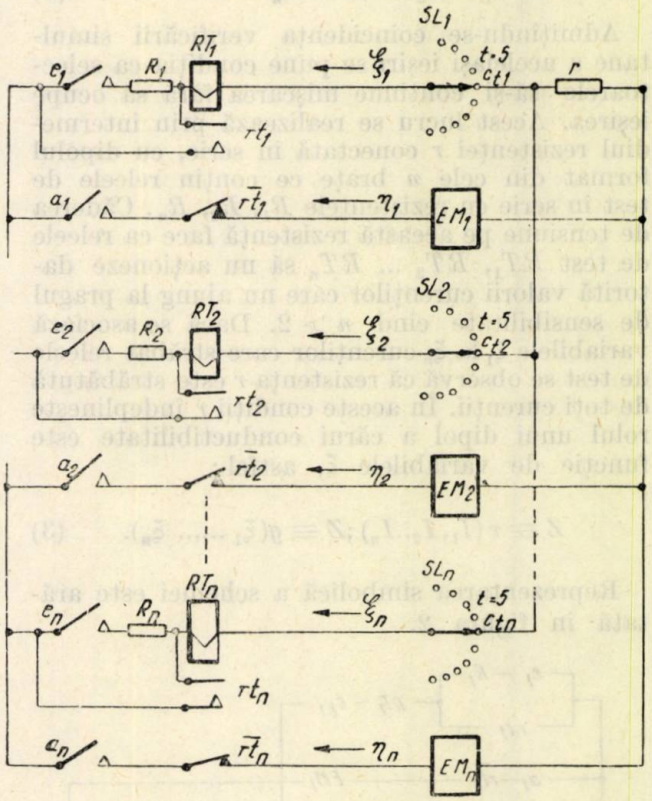


Fig. 1. Schema de principiu a testului simultan.

Notațiile din schemă au următoarele semnificații :

a_1, a_2 .... a_n — variabilele asociate contactelor releelor A_1, A_2 ..... A_n care închid circuitele de pornire a selectoarelor ;

e_1, e_2 .... e_n — variabilele asociate contactelor releelor E_1, E_2 ..... E_n prin care se pregătesc circuitele de închidere a releelor de test ;

RT_1, RT_2 .... RT_n — releele de test ;

rt_1, rt_2, rt_n, $\overline{rt_1}$, $\overline{rt_2}$ ... $\overline{rt_n}$ — variabilele asociate contactelor releelor de test ;

R_1, R_2, R_3 .... R_n — rezistențele în serie cu releele de test necesare pentru operația de blocare ;

SL_1, SL_2 .... SL_n — selectoarele ;

c_{51}, c_{52} ... c_{5n} — terminalul numărul 5 din cîmpul de contacte ale selectoarelor;

EM_1, EM_2 ... EM_n — electromagneții de acționare ai carului cu perii;

r — rezistența de limitare a curenților în releele de test (îndeplinește rolul unui circuit de necoincidență în cazul testării simultane de către mai multe selectoare).

Comanda de pornire a selectoarelor se dă prin închiderea contactelor a_1, a_2, a_n, adică:

$$a_1 = a_2 = ... = a_n = 1. \quad (1)$$

Circuitele de test sînt pregătite pentru acționarea releelor RT_1, RT_2, RT_n prin închiderea contactelor e_1, e_2, e_n, adică:

$$e_1 = e_2 = ... = e_n = 1. \quad (2)$$

Admițîndu-se coincidența verificării simultane a aceleiași ieșiri se pune condiția ca selectoarele să-și continue mișcarea fără să ocupe ieșirea. Acest lucru se realizează prin intermediul rezistenței r conectată în serie, cu dipolul format din cele n brațe ce conțin releele de test în serie cu rezistențele R_1, R_2, R_n. Căderea de tensiune pe această rezistență face ca releele de test RT_1, RT_2 ... RT_n să nu acționeze datorită valorii curenților care nu ajung la pragul de sensibilitate cînd $n > 2$. Dacă se asociază variabilele ξ_1 la ξ_n curenților care străbat releele de test se observă că rezistența r este străbătută de toți curenții. În aceste condiții r îndeplinește rolul unui dipol a cărui conductibilitate este funcție de variabilele ξ, astfel:

$$Z \equiv r(I_1, I_2..I_n); Z \equiv g(\xi_1 ..... \xi_n). \quad (3)$$

Reprezentarea simbolică a schemei este arătată în figura 2.

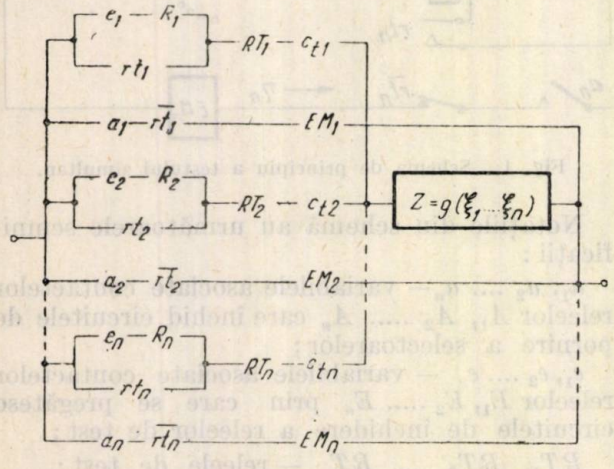


Fig. 2. Schema simbolică a testului simultan.

Dipolul a cărui conductibilitate este 1 dacă o singură variabilă are valoarea 1 și este 0 dacă două sau mai multe variabile au valoarea 1 se numește dipol de necoincidență. La formula de structură a dipolului de necoincidență se ajunge plecîndu-se de la funcțiile de lucru parțiale astfel:

$$Z_1 = g(1,0,0 .... 0) = g(\xi_1, \overline{\xi}_2, \overline{\xi}_3 .... \overline{\xi}_n)$$

$$Z_2 = g(0,1,0 .... 0) = g(\overline{\xi}_1, \xi_2, \overline{\xi}_4 ..... \overline{\xi}_n)$$

$$\vdots$$

$$Z_n = g(0,0,0 ..... 1) = g(\overline{\xi}_1, \overline{\xi}_2, \overline{\xi}_3 .... \xi_n)$$

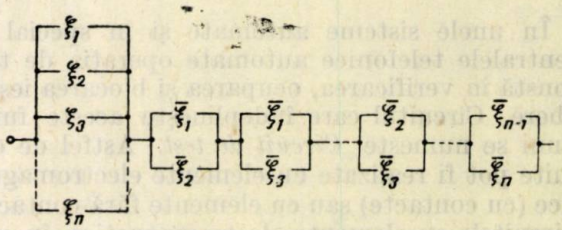


Fig. 3. Schema simbolică a dipolului de necoincidență.

Formula de structură generală a dipolului este:

$$Z = Z_1 \cup Z_2 \cup .... \cup Z_n = \xi_1 \overline{\xi}_2 \overline{\xi}_3 ....$$

$$.... \overline{\xi}_n \cup \overline{\xi}_1 \xi_2 \overline{\xi}_3 .... \overline{\xi}_n \cup .... \overline{\xi}_1 \overline{\xi}_2 \overline{\xi}_3 ..... \xi_n \quad (4)$$

Folosindu-se legile de distributivitate și formulele lui Morgan relația (4) poate fi adusă la forma:

$$Z = (\xi_1 \cup \xi_2 \cup \xi_3 \cup .... \cup \xi_n)$$

$$\overline{(\xi_1\xi_2 \cup \xi_1\xi_3 \cup ..... \cup \xi_2\xi_3 \cup ..... \cup \xi_{n-1}\xi_n)} \quad (5)$$

Primul termen al relației conține o sumă de variabile, iar termenul al doilea, sume de produse cuprinzînd combinații de cîte două variabile urmate de negarea termenului. Relația (5) permite realizarea circuitului de necoincidență cu un număr mai mic de elemente fără contacte, mai ales că formula generală exprimă funcția de interdicție $Z = A \cdot \overline{B}$.

Formula de structură (5) se mai poate scrie astfel:

$$Z = (\xi_1 \cup \xi_2 \cup \xi_3 \cup .... \cup \xi_n)(\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_2)$$

$$(\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_3) .... (\overline{\xi}_2 \cup \overline{\xi}_3) .... (\overline{\xi}_{n-1} \cup \overline{\xi}_n). \quad (6)$$

Schema simbolică după relația (6) este reprezentată în figura 3 și este echivalentă cu dipolul format din rezistența r, străbătută de curenții care trec prin releele de test. Dacă o singură variabilă are valoarea 1 există conductibilitate prin dipol. Dacă două sau mai multe variabile au valoarea 1 atunci se întrerupe conductibilitatea dipolului.

Deoarece la testarea simultană trec curenți prin toate ramurile circuitului care se însumează în rezistența r, se poate considera:

$$\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = ... = \xi_n = 1, \quad (7)$$

ceea ce corespunde conductibilității $Z = 0$ după relația (6) și schema simbolică din figura 3. Se menționează că, valoarea 1 corespunde trecerii curenților prin dipolul de necoincidență nu prin releele de test.

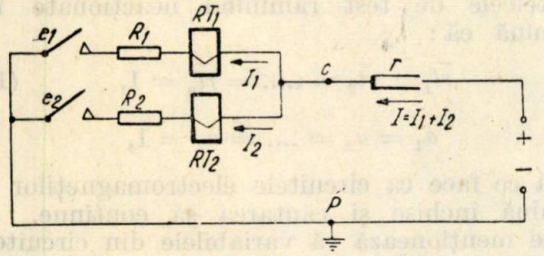


Fig. 4. Schema de principiu a dublului test.

Ideea echivalenței rezistenței r, străbătută de curenții de test, cu dipolul de necoincidență realizat cu variabilele asociate curenților, pleacă de la schemele reprezentate în figurile 4 și 5, corespunzătoare dublului test $n = 2$.

Dipolul cu conductibilitatea $Z \equiv r\,(I_1,\ I_2)$ poate fi înlocuit cu un dipol de necoincidență, realizat cu contacte ca în figura 6.

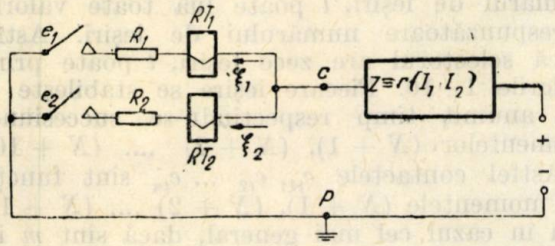


Fig. 5. Schema dublului test cu dipol de necoincidență.

Dacă se închide contactul e_1, atunci releul P_1 va acționa. De asemenea va acționa și releul RT_1, deoarece dipolul de necoincidență realizat cu contactele releelor P_1 și P_2, cărora li s-au asociat variabilele p_1, p_2 are conductibilitatea 1. Dacă se închide și contactul e_2, atunci va acționa și releul P_2, ceea ce face să se întrerupă conductibilitatea circuitului prin dipolul de necoincidență, astfel încît nu va acționa nici un releu de test. În cazul conductibilității punctului c se găsește la potențial plus față de punctul P, adică marchează cifra binară „1", în timp ce în lipsa conductibilității punctul c se găsește la potențialul masei, marcînd cifra binară „0".

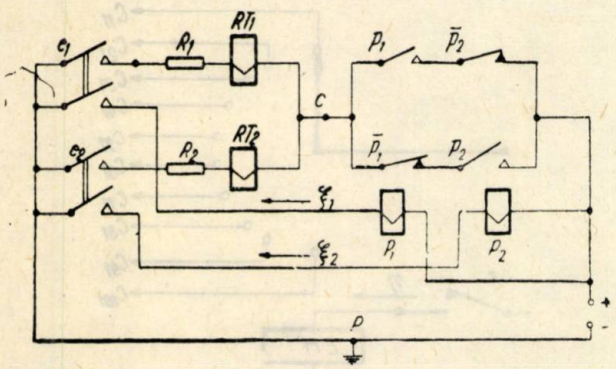


Fig. 6. Schema dublului test cu dipol de necoincidență realizat cu contacte.

Dacă se asociază variabila ξ_1 curentului care străbate releul P_1, respectiv RT_1 și ξ_2 curentului care străbate releul P_2 respectiv RT_2, atunci între variabilele p_1 și p_2 și ξ_1, ξ_2 există următoarele echivalențe:

$$\left.\begin{aligned} p_1 &\equiv \xi_1 \\ p_2 &\equiv \xi_2 \end{aligned}\right\}. \qquad (8)$$

Pe baza acestei echivalențe dipolul de necoincidență poate conține variabilele asociate curenților ξ_1 și ξ_2 de unde rezultă și schemele echivalente reprezentate în figura 7.

Se menționează că studiul presupune testarea simultană de către doi selectori, adică închiderea simultană a contactelor e_1 și e_2 echivalente cu contactele periilor. În schemă s-au notat cu S circuitele releelor de test. În schema reală închiderea contactelor e_1, e_2 corespunde cu stabilirea circuitului prin cîmpul de contacte.

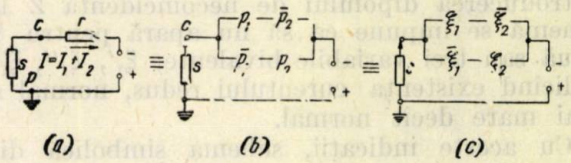


Fig. 7. Echivalența dipolilor de necoincidență: *a*) dipol cu rezistență; *b*) dipol de necoincidență cu contacte; *c*) dipol de necoincidență echivalent.

Dacă un singur selector testează ieșirea liberă ($n = 1$), atunci circuitul va fi străbătut de curentul I_1, căderea de tensiune pe rezistența r este mică, iar ieșirea dipolului $(c - P)$ se găsește sub tensiune (cifra binară „1"). În aceeași situație $p_1 = 1$, iar $\xi_1 = 1$, adică există conductibilitate.

Dacă ieșirea liberă este testată simultan de doi selectori ($n = 2$), circuitul va fi străbătut de curenții I_1 și I_2, căderea de tensiune pe rezistența r va fi mare, deci semnalul la ieșirea $(c - P)$ se apropie de potențialul masei. Micșorarea amplitudinii semnalului la ieșirea $(c - P)$ poate fi considerată ca o micșorare a conductibilității circuitului, ceea ce echivalează cu introducerea unei rezistențe r de valoare mai mare (cifra binară „0").

În timp ce schema cu contacte din figura 7*b* asigură conductibilitate totală sau 0, schemele cu rezistență din figura 7 *a* și 7 *c*, nu pot asigura conductibilitate totală și nici zero, admițîndu-se valoarea 1 pentru prezența curentului în releul de test și „0" pentru curent redus în releul de test, în cazul testării simultane.

Condițiile cele mai dezavantajoase corespund dublului test ($n = 2$) cînd diferența dintre semnalele la ieșirea ($c - P$) are valoarea minimă.

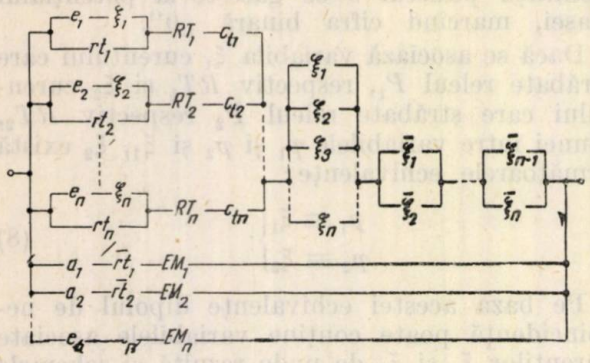


Fig. 8. Schema simbolică a circuitului de test cu asimilarea rezistenței r printr-un dipol de necoincidență.

Deoarece rezistențele în circuit limitează curentul, adică pot realiza o conductibilitate mai bună sau mai rea, este indicat ca în locul rezistențelor să se introducă variabilele asociate curenților :

$$\xi_1 \equiv R_1, \ \xi_2 \equiv R_2, \ \ldots\ldots \xi_n \equiv R_n.$$

Introducerea dipolului de necoincidență Z în schemă se impune ca să nu apară pentru ξ_1 două sau trei variabile bivalente, ξ_1', ξ_1'', ξ_1''' indicînd existența curentului redus, normal și mai mare decît normal.

Cu aceste indicații, schema simbolică din figura 2 poate fi reprezentată ca în figura 8, în care dipolul $Z \equiv g$ (ξ_1 .... ξ_n) s-a înlocuit cu schema din figura 3.

În cazul testului simultan selectoarele se rotesc deoarece există conductibilitate prin circuitele electromagneților; în ramurile releelor de test situația contactelor și curenților este următoarea :

$$\left.\begin{array}{r} e_1 = e_2 = \ldots\ldots = e_n = 1 \\ a_1 = a_2 = \ldots\ldots = a_n = 1 \\ \text{pentru } t{=}5 \ c_{51} = c_{52} = \ldots\ldots = c_{5n} = 1 \\ \xi_1 = \xi_2 = \ldots\ldots = \bar{\xi}_n = 1 \\ rt_1 = rt_2 = \ldots\ldots = \bar{rt}_n = 0. \end{array}\right\} \quad (9)$$

Formula de structură a schemei este :

$$Z \equiv g = [(e_1\xi_1 \cup rt_1)\, c_{t_1}\, RT_1 \cup (e_2\xi_2 \cup rt_2)$$
$$c_{t2}\, RT_2 \cup \ldots \cup (e_n\xi_n \cup rt_n) \cdot c_{tn} RT_n \times$$
$$\times (\xi_1 \cup \xi_2 \cup \ldots\ldots \cup \xi_n)(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_2)(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_3) \ldots\ldots$$
$$\ldots\ldots (\bar{\xi}_{n-1} \cup \bar{\xi}_n) \cup a_1 \bar{rt}_1\, EM_1 \cup a_2\, \bar{rt}_2\, EM_2 \cup \ldots\ldots$$
$$\ldots\ldots \cup a_n \bar{rt}_n\, EM_n. \quad (10)$$

Testarea simultană $n > 1$ presupune neacționarea releelor de test. Acest lucru se realizează deoarece conductibilitatea prin releele de test este întreruptă de către circuitul de necoincidență care conform condițiilor (9) are valoarea :

$$(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_2)(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_3) \ldots\ldots (\bar{\xi}_{n-1} \cup \bar{\xi}_n) = 0. \quad (11)$$

Releele de test rămînînd neacționate înseamnă că :

$$\bar{rt}_1 = \bar{rt}_2 = \ldots\ldots = \bar{rt}_n = 1, \quad (12)$$

iar

$$a_1 = a_2 = \ldots\ldots = a_n = 1,$$

ceea ce face ca circuitele electromagneților să rămînă închise și căutarea să continue.

Se menționează că variabilele din circuitele electromagneților reprezintă circuite de interdicție, prin care semnalul de la intrarea A_1 cu variabila asociată a_1 este interzis de către semnalul ce acționează releul de test RT_1 cu variabila asociată rt_1. Celelalte circuite de interdicție sînt identice.

Pe baza formulei poate fi analizată conductibilitatea prin diferitele ramuri ale schemei.

În relație intră variabilele ct_1 .... ct_n, care reprezintă contactele pe care le stabilește carul cu perii în mișcarea de selecție. După numărul de ieșiri, t poate lua toate valorile corespunzătoare numărului de ieșiri. Astfel dacă selectorul are zece ieșiri, t poate primi valorile $1 \div 10$. Fiecare ieșire se stabilește la un anumit timp respectîndu-se succesiunea momentelor $(N + 1)$, $(N + 2)$ .... $(N + 10)$.

Astfel contactele c_{t1}, c_{t2} ... c_{tn} sînt funcție de momentele $(N + 1)$, $(N + 2)$ .... $(N + 10)$ sau în cazul cel mai general, dacă sînt m ieșiri, se ajunge la $(N + m)$. Pentru stabilirea funcției este necesară analiza selectorului.

2. Analiza selectorului

Selectorul de tip pas cu pas poate fi considerat format dintr-un multipol de selecție (periile și cîmpul de contacte) și din sistemul de

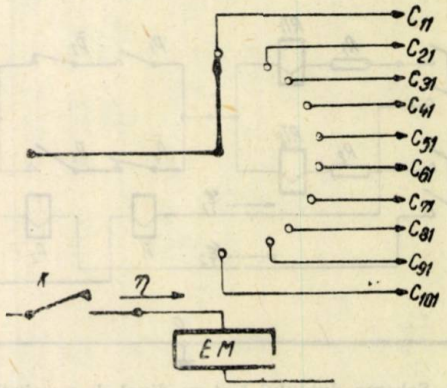


Fig. 9. Schema selectorului pas cu pas.

comandă format din electromagnetul de acționare și contactul de impulsuri, figura 9.

Intrarea secvențială (succesiunea de impulsuri la intrarea electromagnetului) se traduce

în schema multipolului de selecție prin închiderea succesivă a contactelor sau stimularea numai a uneia din variabilele de la ieșire.

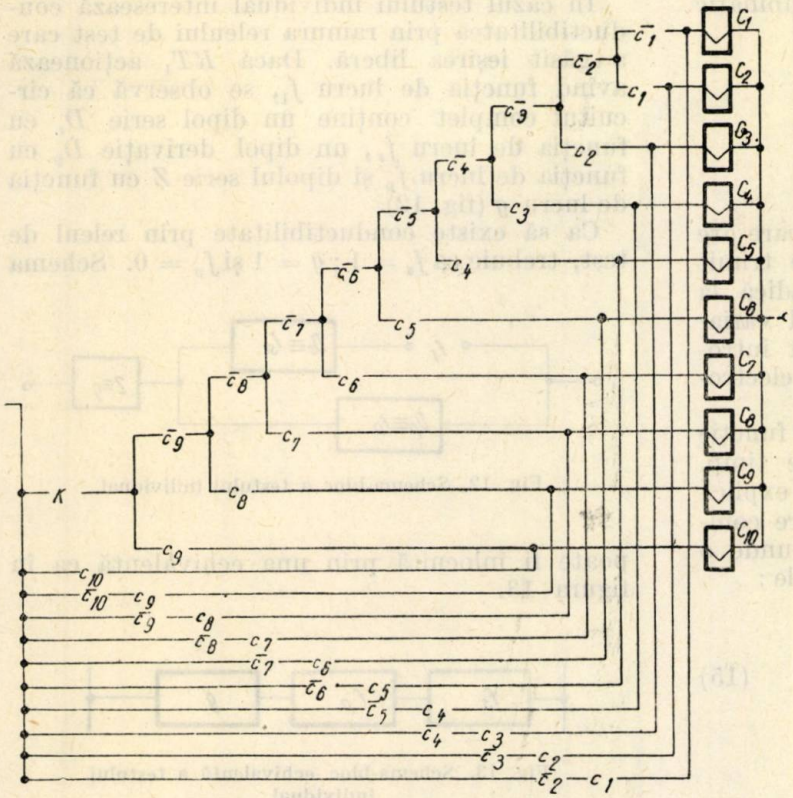


Fig. 10. Schema simbolică a selectorului realizat cu relee.

Astfel la închiderea contactului K acționează electromagnetul și se stabilește circuitul primei ieșiri. La întreruperea contactului electromagnetul eliberează armătura, însă circuitul prin ieșirea c_{11} rămîne stabilit. Astfel primul impuls (tact) sau secvența $N+1$ stimulează ieșirea c_{11}.

La al doilea impuls electromagnetul acționează din nou și se stabilește circuitul pe ieșirea a doua c_{21}. În continuare funcționarea este aceeași. Din analiza funcționării se observă că selectorul poate fi înlocuit cu un număr de relee egal cu numărul de ieșiri, fiecare putînd stabili circuitul de ieșire prin intermediul unor contacte normal deschise. Dacă urmează să se realizeze un selector cu zece ieșiri format numai din relee, sînt necesare zece relee notate cu C_1, $C_2 \ldots C_{10}$.

Condițiile de operare puse pentru relee trebuie să corespundă cu funcționarea selectorului astfel:

La primul impuls trebuie să acționeze releul C_1 și să se mențină atras pînă la al doilea impuls. Impulsul al doilea trebuie să acționeze releul C_2 care dezacționează releul C_1 și C_2 se menține atras pînă la sosirea impulsului trei etc. Dacă se asociază variabile c_1, $c_2 \ldots c_{10}$ releelor C_1, $C_2 \ldots C_{10}$, atunci de la schema cu funcționare secvențială se ajunge la o schemă combinațională cu variabile c_1, $c_2 \ldots c_{10}$.

Formulele de structură corespunzătoare funcțiilor de lucru sînt:

$$F_1 = K\,\bar{c}_1\,\bar{c}_2\,\bar{c}_3 \ldots\ldots \bar{c}_{10}\,C_1 \cup c_1\,\bar{c}_2\,C_1$$

$$F_2 = K\,c_1\,\bar{c}_2\,\bar{c}_3 \ldots \bar{c}_{10}\,C_2 \cup c_2\,\bar{c}_3\,C_2$$

$$F_3 = K\,c_2\,\bar{c}_3 \ldots\ldots \bar{c}_{10}\,C_3 \cup c_3\,\bar{c}_4\,C_3$$

$$\vdots$$

$$F_{10} = K\,c_9\,C_{10} \cup c_{10}\,C_{10}$$

Formula generală combinațională de funcționare a schemei este:

$$F_s = K\{c_9\,C_{10} \cup \bar{c}_9\,[c_8 C_9 \cup \bar{c}_8\,(c_7 C_8 \cup \ldots\ldots \cup \bar{c}_1\,C_1)]\} \cup c_1\,\bar{c}_2\,C_1 \cup c_2\,\bar{c}_3\,C_2 \cup \ldots\ldots \cup c_9\,\bar{c}_{10}\,C_9 \cup c_{10}\,C_{10}. \qquad (14)$$

Schema simbolică după relația (14) este arătată în figura 10, iar cu contacte în figura 11.

Dacă se mai adaugă cîte un contact de închidere la fiecare releu, atunci schema funcționează ca un selector. Schema astfel realizată poate fi utilizată în circuitele de registru pentru recepționarea impulsurilor și pentru selecție.

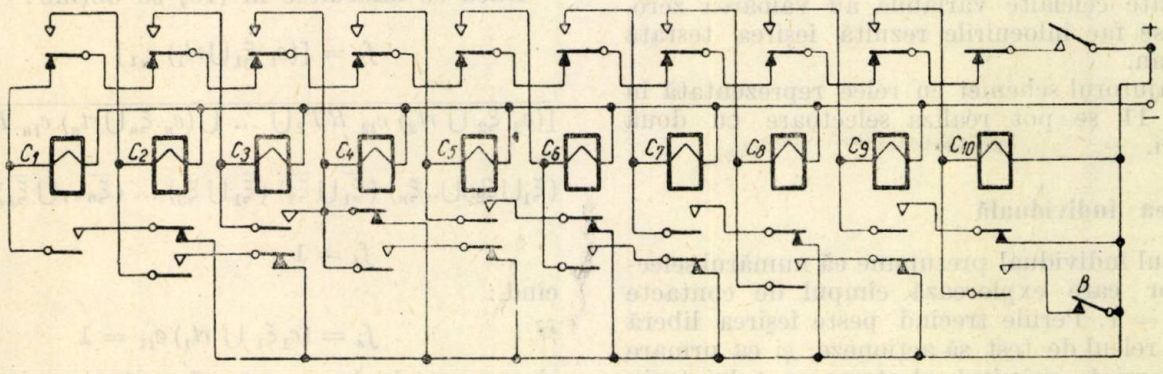


Fig. 11. Schema de principiu a selectorului realizat cu relee și contacte.

Dacă se suprimă releele C_1 ... C_{10}, atunci schema reprezintă multipolul de selecție cu zece ieșiri c_{11}, c_{21} ... c_{101}, ca la selector, fiecărei ieșiri corespunzîndu-i o anumită combinație după relațiile 13, deoarece :

$$c_{11} = F_1$$
$$c_{21} = F_2$$
$$c_{101} = F_{10}.$$

Revenindu-se la schema selectorului care are un singur electromagnet și în care se trimit impulsuri cu o anumită succesiune, adică la momente bine stabilite, atunci în locul variabilelor asociate releelor C_1 .... C_{10} se pot introduce variabilele asociate curentului în electromagnet la momente diferite.

Prin acest procedeu fiecare ieșire este funcție de variabila asociată curentului și de timp. Astfel ieșirile și formula în ansamblu explică funcționarea secvențială prin funcționare combinațională. Fiecărei secvențe îi corespunde o anumită ieșire. Dacă se fac înlocuirile :

$$\left.\begin{aligned} c_1 &\equiv \eta_{(N+1)} \\ c_2 &\equiv \eta_{(N+2)} \\ &\vdots \\ c_{10} &\equiv \eta_{(N+10)} \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$
$$K = 1,$$

în relația 14 se obține funcția logică de funcționare a selectorului

$$F_s = c_{t1} = \ldots = c_{tn} = \{\eta_{(N+9)}\, c_{10.1} \cup \overline{\eta}_{(N+9)}$$
$$[\eta_{(N+8)}\, c_{9.1} \cup \overline{\eta}_{(N+8)} (\eta_{(N+7)}\, c_{8.1} \cup \ldots \cup \overline{\eta}_{(N+1)} c_{1.1})]\}$$
$$\cup\, \eta_{(N+1)} \overline{\eta}_{(N+2)} c_{1.1} \cup \ldots \cup \eta_{(N+9)} \overline{\eta}_{(N+10)} c_{9.1} \cup \eta_{(N+10)} c_{10.1}. \qquad (16)$$

Formula (10) în cazul testului simultan trebuie să conțină în locul variabilelor c_{t1} ... c_{tn} expresia (16). În acest fel testarea simultană presupune că $n > 1$, iar periile selectoarelor se găsesc pe aceeași ieșire din cîmpul de contacte corespunzătoare secvenței M. Astfel :

$$\eta_{(N+M)} = \eta_{(N+M)_2} = \ldots = \eta_{(N+M)_n} = 1, \qquad (17)$$

iar toate celelalte variabile au valoarea zero. Dacă se fac înlocuirile rezultă ieșirea testată simultan.

Cu ajutorul schemei cu relee reprezentată în figura 11 se pot realiza selectoare cu două mișcări.

Testarea individuală

Testul individual presupune că numărul selectoarelor care explorează cîmpul de contacte este $n = 1$. Periile trecînd peste ieșirea liberă fac ca releul de test să acționeze, și ca urmare să interzică circuitul electromagnetului (prin circuitul de interdicție). Periile selectorului se opresc pe ieșirea testată prelungind circuitul fundamental.

În cazul testului individual interesează conductibilitatea prin ramura releului de test care a găsit ieșirea liberă. Dacă RT_1 acționează avînd funcția de lucru f_1, se observă că circuitul complet conține un dipol serie D_s cu funcția de lucru f_s, un dipol derivație D_p cu funcția de lucru f_p și dipolul serie Z cu funcția de lucru g (fig. 12).

Ca să existe conductibilitate prin releul de test, trebuie ca $f_s = 1$; $g = 1$ și $f_p = 0$. Schema

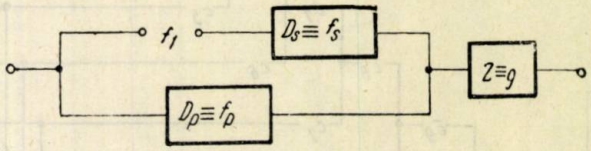


Fig. 12. Schema-bloc a testului individual.

poate fi înlocuită prin una echivalentă ca în figura 13.

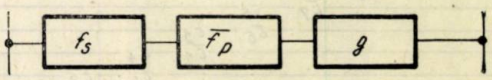


Fig. 13. Schema-bloc echivalentă a testului individual.

Funcția de lucru a releului care testează individual ieșirea liberă este :

$$f_1 = f_s \cdot \overline{f}_p\, g. \qquad (18)$$

Funcțiile de lucru f_s, f_p și g au următoarele expresii :

$$\left.\begin{aligned} f_s &= (e_1\, \xi_1 \cup rt_1)\, ct_1 \\ f_p &= (e_2 \xi_2 \cup rt_2) c_{t2} RT_2 \cup \ldots \cup (e_n \xi_n \cup rt_n) c_{tn} RT_n \\ g &= (\xi_1 \cup \xi_2 \cup \ldots \cup \xi_n)(\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_2)(\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_3) \ldots \\ &\quad \ldots (\overline{\xi}_{n-1} \cup \overline{\xi}_n). \end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

Dacă se înlocuiesc în (18) se obține :

$$f_1 = [(e_1\, \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1}]$$
$$\overline{[(e_2\, \xi_2 \cup rt_2)\, c_{t2}\, RT_2 \cup \ldots \cup (e_n\, \xi_n \cup rt_n)\, c_{tn}\, RT_n]}.$$
$$(\xi_1 \cup \xi_2 .. \cup .. \xi_n)\, (\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_2)\, (\overline{\xi}_1 \cup \overline{\xi}_3) \ldots (\overline{\xi}_{n-1} \cup \overline{\xi}_n) \qquad (20)$$

$$f_1 = 1$$

cînd :

$$f_s = (e_1 \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1} = 1$$

și corespunde la $e_1 = 1$; $\xi_1 = 1$; $c_{t1} = 1$;

pentru $\overline{f_p} = 1$ trebuie :

$$\overline{(e_2 \xi_2 \cup rt_2)\, c_{t2}\, RT_2 \cup \ldots \cup (e_n \xi_n \cup rt_n)\, c_{tn}\, RT_n} = 1, \quad (21$$

sau

$$(\overline{e_2} \cup \overline{\xi_2})\, \overline{rt_2} \cup \overline{c_{t2} \cdot RT_2}) \ldots (\overline{e_n} \cup \overline{\xi_n})\, \overline{rt_n} \cup \overline{c_{tn}\, RT_n}) = 1.$$

Pentru ca f_p să aibă valoarea 1 este suficient ca una din variabilele fiecărei sume din produsul logic să aibă valoarea 0. Situația testatului individual corespunde necoincidenței testului ceea ce face ca :

$$c_{t2} = c_{t3} = \ldots = c_{tn} = 0,$$

încît $\overline{f_p} = 1$ sau $f_p = 0$.

Condiția ca g să aibă valoarea 1 se realizează, deoarece nefiind test simultan rezistența r va fi străbătută de curentul $\overline{\xi_1} = 1$, iar toți ceilalți curenți sînt considerați 0, deoarece nu străbat rezistența și ca urmare conductibilitatea dipolului de necoincidență definit prin relația (5) este 1. Circuitul prin releul RT_1 fiind închis înseamnă că acționează.

Blocarea ieșirii libere

După atragerea releului de test RT_1, periile sînt oprite pe ieșirea liberă, deoarece circuitul de interdicție oprește acționarea electromagnetului selectorului.

În continuare urmează operația de blocare a ieșirii libere. Blocarea constă în închiderea contactului propriu rt_1 care șuntează rezistența R_1 în serie cu releul de test RT_1. Faza de blocare corespunde creșterii conductibilității prin dipolul serie f_s care se exprimă prin relația :

$$(e_1 \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1} = (e_1 \xi_1 \cup 1)\, c_{t1} = c_{t1} = 1. \quad (22)$$

Prin blocare se impune ca ieșirea găsită liberă să nu mai poată fi ocupată de alte selectoare care în procesul căutării trec peste aceiași ieșire sau în cazul selecției forțate să nu acționeze releul de test al selectorului oprit ulterior.

Testarea după blocare

Testarea după blocare presupune că unul sau mai multe selectoare testează aceiași ieșire ocupată în prealabil de către un alt selector. Blocarea poate fi privită ca menținerea ieșirii cu interzicerea ocupării ei de către alte selectoare. Interzicerea în cazul de față se realizează prin șuntarea celorlalte circuite ale releelor de test $RT_2 \ldots RT_n$.

Egalitatea $f_1 = 1$ se realizează în următoarele condiții :

$$f_s = 1.$$

Deoarece rezistența R_1 este șuntată de către contactul rt_1, variabila ξ_1 sigur are valoarea 1.

Funcția $f_p = 1$ se realizează prin anularea curenților în releele de test. Anularea are loc și sens numai pentru ieșirea ocupată și blocată, cînd dipolul circuitului de test a releului acționat, în cazul de față RT_1, șuntează circuitele celorlalte relee de test.

Astfel, rezistențele $R_2 \ldots R_n$ pot fi asimilate cu contacte deschise, lucru ce echivalează cu :

$$\xi_2 = \xi_3 = \ldots = \xi_n = 0. \quad (23)$$

Condiția ca funcția exprimată cu relația (21) să aibă valoarea 1 cînd $c_{t2} = c_{t3} = \ldots = c_{tn} = 1$ impune ca variabilele asociate curenților în releele de test să aibă valoarea 0.

Acest lucru devine evident, dacă se scrie funcția de lucru pentru unul din releele care testează după blocare, de pildă RT_2, astfel :

$$f_2 = [(e_2\ \xi_2 \cup rt_2)\, c_{t2}]$$

$$\overline{[(e_1 \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1}\, RT_1 \cup \ldots \cup (e_n\ \xi_n \cup rt_n)\, c_{tn}\, RT_n]}.$$

$$(\xi_1 \cup \xi_2 \cup \ldots \cup \xi_n)(\overline{\xi_1} \cup \overline{\xi_2})(\overline{\xi_1} \cup \overline{\xi_3}) \ldots (\overline{\xi_{n-1}} \cup \overline{\xi_n}). \quad (24)$$

Conductibilitatea este întreruptă dacă unul din dipoli are conductibilitatea 0, adică funcția de lucru are valoarea 0.

Dacă se ia în considerare dipolul paralel f_p, se observă că

$$f_p = (e_1 \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1}\, RT_1 \cup \ldots \cup (e_n \xi_n \cup rt_n)\, c_{tn}\, RT_n = 1,$$

dacă în suma logică unul din termeni are valoarea 1 ; acesta fiind dipolul releului de test RT_1 acționat anterior, adică :

$$(e_1\ \xi_1 \cup rt_1)\, c_{t1}\, RT_1 = 1.$$

Dacă $f_p = 1$, atunci $\overline{f_p} = 0$ și ca urmare funcția de lucru $f_2 = 0$, ceea ce înseamnă că nu circulă curent prin releul de test. Raționamentul este valabil și pentru celelalte funcții de lucru ale releelor $RT_3 \ldots RT_n$.

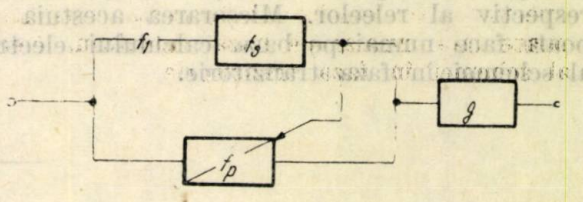


Fig. 14. Schema-bloc a testului după blocarea unei ieșiri libere (interdicție prin șuntare)

Dovedindu-se că $\xi_2 = \xi_3 = \ldots = \xi_n = 0$, iar $\xi_1 = 1$, conductibilitatea dipolului g este evidentă.

Testarea după blocare se poate reprezenta simbolic ca în figura 14, în care dipolul serie cu releul acționat interzice ieșirea dipolului derivație sau întrerupe conductibilitatea acestui dipol.

În formulele de structură și în schemele simbolice releele de test s-au notat ca în schema de principiu (deși pentru analiză nu era necesar acest lucru), aceasta ușurînd înțelegerea conductibilității prin diferite ramuri ale circuitului de test.

Concluzii

Circuitul de test, prin funcțiunile multiple pe care le îndeplinește, ridică probleme dificile de încadrare în funcții și scheme logice. Metoda de analiză bazată pe analogii s-a dovedit eficace, mai ales la studiul selectorului și a circuitelor cu rezistențe care pot îndeplini funcțiuni complexe cînd sînt străbătute de mai mulți curenți identici sau diferiți.

Astfel rezistența r de pe fiecare ieșire îndeplinește rolul unui circuit de necoincidență pentru testul simultan avînd numărul de variabile egal cu numărul selectoarelor care testează simultan. Analogia cu circuitul de necoincidență cît și funcția de lucru rămîne valabilă în toate fazele testului, ceea ce dovedește justețea afirmațiilor. De altfel încadrarea în circuit de necoincidență s-a făcut pe baza funcționării complexe a schemei.

Funcția de lucru a schemei reale nu explică posibilitatea dublului test, lucru posibil în unele sisteme de comutație. Datorită curenților și mai ales timpilor de acționare diferiți, probabilitatea dublului test este destul de mică. Notîndu-se cu U_m timpul de ocupare al circuitului exprimat în fracțiuni din ora de trafic maxim și cu $1 - U_m$ timpul în care circuitul este liber, iar cu t_m durata medie a unei convorbiri, probabilitatea dublului test se exprimă cu relația:

$$P_{dt} = 2\frac{U_m}{t_m} \cdot \frac{dt}{1 - U_m}.$$

Intervalul dt în care poate apare dublul test corespunde timpului de acționare a releului, respectiv al releelor. Micșorarea acestuia se poate face numai pe baza calculului electric al schemei în faza tranzitorie.

Exprimarea ieșirilor selectorului prin funcțiuni combinaționale de variabile, cînd intrarea este secvențială reprezintă o metodă ușoară de analiză și înțelegere a funcționării selectorului. Plecîndu-se de la funcționarea selectorului pas cu pas s-a putut realiza un selector numai cu relee, care poate intra în componența circuitelor de registru ca dispozitiv de recepție a impulsurilor și de fixare.

În cazul testului individual, acționarea releului de test se încadrează în circuite logice de interdicție privind întreruperea electromagneților.

Blocarea ieșirii libere și testul după blocare se poate asimila tot cu un circuit de interdicție cu funcție de lucru mai complexă, deoarece interzicerea se aplică tuturor releelor care testează simultan după blocare. Interdicția se realizează prin șuntare spre deosebire de circuitele de interdicție a electromagneților care se realizează prin întrerupere. Interdicția este valabilă pentru o singură etapă corespunzătoare testării după blocare.

Posibilitatea de exprimare a circuitului de test prin funcțiuni și scheme logice ajută la analiza și perfecționarea circuitelor existente și mai ales la realizarea unor circuite de test cu elemente fără contacte. Pe baza funcțiilor de lucru stabilite într-o lucrare viitoare, se vor analiza și realiza circuite de test perfecționate cu elemente fără contacte și cu contacte.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, G. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Editura tehnică, 1959.

[2] Moisil, G. C. *Scheme cu comandă directă cu contacte și relee.* Editura Academiei R.P.R., 1959.

[3] Marinescu, N., Barbu, E., Necula, N. *Analiza unor descifratoare și scheme derivate pentru generarea unor coduri.* Revista Automatica și Electronica nr. 5, 1962, pag. 185–196.

[4] Marhai, E. V., Babițki, I. A. *Telefonia automată.* Institutul de documentare tehnică.

[5] Marinescu, N., Barbu, E. *Teoria circuitelor de comutație.* Editura didactică și pedagogică, 1962, pag. 252–266.

[6] Barbu E. *Analiza unor scheme folosite în telecomunicații cu ajutorul algebrei logice.* Revista Telecomunicații nr. 4, 1962, pag. 159–164.

Sistem de curenți purtători tranzistorizat, cu douăzeci și patru de canale ST—24

1. Introducere

Fabricația în R.P.R. pe scară industrială a condensatoarelor cu pierderi mici, a rezistențelor chimice, a feritelor și a semiconductoarelor, a creat condițiile materiale pentru elaborarea și fabricarea pe scară industrială a sistemelor de curenți purtători telefonice și telegrafice, complet tranzistorizate.

Deoarece o bună parte a rețelei de telecomunicații este alcătuită din cabluri simetrice nepupinizate, cu torsadare în stea și izolație în hîrtie sau polietilenă, s-a pus problema echipării acestor cabluri, în primă etapă, cu sisteme telefonice cu 24 canale așezate în spectrul de frecvență 12—108 kHz, urmînd ca în perioada imediat următoare să se treacă la echiparea acestor cabluri cu sisteme de 60 canale, așezate în spectrul de frecvență 12—252 kHz.

Ținînd seama de această dezvoltare, s-a executat simetrizarea cablurilor nou instalate, pentru frecvența maximă de 252 kHz.

Cablurile mai vechi, instalate pe rutele magistrale, dar simetrizate numai pînă la 60 kHz, au fost resimetrizate pînă la 252 kHz.

Menționăm de asemenea că s-au obținut rezultate mulțumitoare ca protecție diafonică, în gama de frecvențe 12—252 kHz și pentru cabluri interurbane de înaltă frecvență pupinizate cu 1 mH.

Ținînd seama de aceste performanțe ale rețelei de cabluri și de recomandările CCITT s-a elaborat un sistem de curenți purtători de 24 canale, complet tranzistorizat, pornind de la grupul primar *B* (60—108 kHz). Această alegere are avantajul unei mari flexibilități în formarea grupelor primare și secundare recomandate de CCITT și a construcției mai economice a filtrelor de separarea benzilor de frecvențe utile.

Canalele telefonice au un interval de 4 kHz între doi purtători virtuali succesivi; în linie se transmite o singură bandă laterală și se suprimă frecvența purtătoare pentru a evita supraîncărcarea amplificatoarelor și modulatoarelor de grup.

Sistemul de curenți purtători cu 24 canale este format din două grupe primare: grupul primar *B* (60—108 kHz) și grupul primar *A* (12—60 kHz), obținut prin translatarea grupului primar *B*, cu o frecvență purtătoare de 120 kHz.

Sistemul a fost realizat de un colectiv de la ICTTc și DGPTc format din: ing. Doina Georgescu, ing. Eliodor Predescu, ing. Heinrich Sinnreich, ing. Sofronie Ștefănescu, ing. Gheorghe Trifu, ing. Ion Uidilă și ing. Mircea Wardalla.

Alegerea tipului de sistem de curenți purtători cu 24 de canale a ținut seama de elaborarea viitoare a sistemului de 60 canale.

La data elaborării sistemului ST—24, se fabricau pe plan mondial atît sisteme multicăi cu tuburi electronice, cît și sisteme multicăi echipate cu tranzistoare. Ținîndu-se seamă de cheltuielile de întreținere incomparabil mai mari ale sistemelor echipate cu tuburi electronice, față de sistemele echipate cu tranzistoare, de volumul mic al sistemelor echipate cu tranzistoare, în comparație cu sistemele echipate cu tuburi, s-a ales varianta sistemelor multicăi, echipate cu tranzistoare.

Trebuie arătat însă că această alegere a prezentat suficiente dificultăți tehnice, ținînd seama că la data elaborării sistemului cu 24 canale, nu era complet rezolvată problema tranzistoarelor de frecvență înaltă și putere comparabilă cu puterea tuburilor electronice folosite în telefonie.

La proiectarea sistemului s-au folosit scheme electrice judicios alese, pentru a se asigura performanțele electrice recomandate de CCITT, pentru un volum redus, un aparataj economic și ușor de depanat.

2. Descrierea sumară a sistemului ST—24

Repartiția frecvențelor transmise în linie și modulațiile folosite

Pentru a se evita folosirea filtrelor cu cuarț, neeconomice, s-a ales o variantă de modulație cu pregrupe, care să permită realizarea filtrelor de cale cu elemente LC. Repartiția frecvențelor alocate căilor se poate vedea în figura 1 și corespunde variantei II, recomandate de

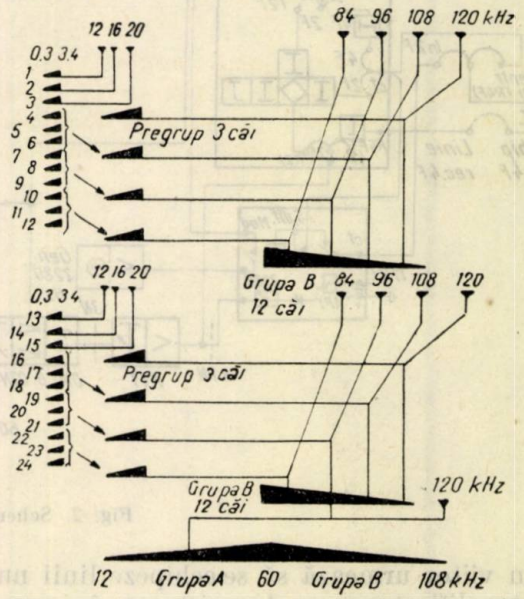


Fig. 1. Diagrama de frecvențe pentru modulațiile din sistemul ST—24.

CCITT. Căile se eşalonează în ordinea numerică, în banda 12—108 kHz.

Pentru obţinerea grupului primar *B*, s-a folosit modulaţia de cale, cu purtătorii de 12, 16 şi 20 kHz şi modulaţia de pregrup cu purtătorii de 84, 96, 108 şi 120 kHz, aplicate la pregrupele de trei căi. Primul grup primar obţinut are căile 1—12 şi suferă o modulaţie de grup cu 120 kHz rezultînd grupul primar *A*. Al doilea grup primar *B* rezultă orientat invers, deoarece nu suferă modulare de grup.

Obţinerea eşalonării în ordinea numerică a căilor se realizează în felul următor: la pregrupele ce formează grupul primar 1 (căile *1—12*) purtătorii de cale sînt puşi în ordine numerică (12, 16, 20 kHz) pentru căile *1, 2 3* din pregrupa respectivă. Celălalt grup primar (căile *13—24*) are purtătorii de cale în ordine inversă, iar pregrupele grupului primar *2* în ordine crescătoare. Prin acest aranjament căile rezultă în linie în ordine crescătoare.

Amplificarea sistemului ST—24

La data elaborării sistemului s-a preconizat că în prima instanţă sistemul ST—24 să fie pe deplin echivalent cu tuburi electronice aflate în exploatare, din punct de vedere al secţiunii de amplificare.

Astfel, atenuarea maximă a unei secţiuni de amplificare poate fi 7,5 N (30 km), puterea limită a amplificatorului de transmisie fiind + 3,2 N (0,6W). Nivelul căii de transmisie este + 0,5 N.

Amplificatorul de transmisie s-a realizat din două amplificatoare, unul de nivel-mic, care apare şi în alte puncte ale sistemului şi altul de nivel mare, conectate în cascadă.

Descrierea schemei-bloc

Schema-bloc este redată în figura 2.

Calea poate funcţiona pe două fire sau pe patru fire. La funcţionarea pe patru fire intrarea şi ieşirea căii se face prin atenuatoare de reglaj, iar în funcţionare pe două fire prin sistemul diferenţial, care este realizat cu rezistenţe.

În lanţul de emisie partea individuală de cale cuprinde succesiv: partea de transmisie a apelului, sistemul diferenţial, modulatorul de cale, limitatorul de amplitudine, atenuatorul de reglaj pentru transmisie şi filtrul de bandă.

Recepţia căii cuprinde filtrul de bandă, un atenuator de reglaj, demodulatorul, filtrul trece jos, şi amplificatorul vocal cu cîştig variabil, la ieşirea căruia se găsesc conectate sistemul diferenţial şi receptorul de apel. Nivelurile semnalului pentru transmisie şi recepţie sînt indicate pe schema-bloc.

Pentru sistemul ST—24 s-a ales apelul în bandă recomandat de CCITT, pe frecvenţa 2 280 Hz, nivelul semnalului de apel fiind 0,7 N sub nivelul căii. Funcţionarea apelului şi schema receptorului de apel sînt identice la sistemele ST—3 şi ST—24.

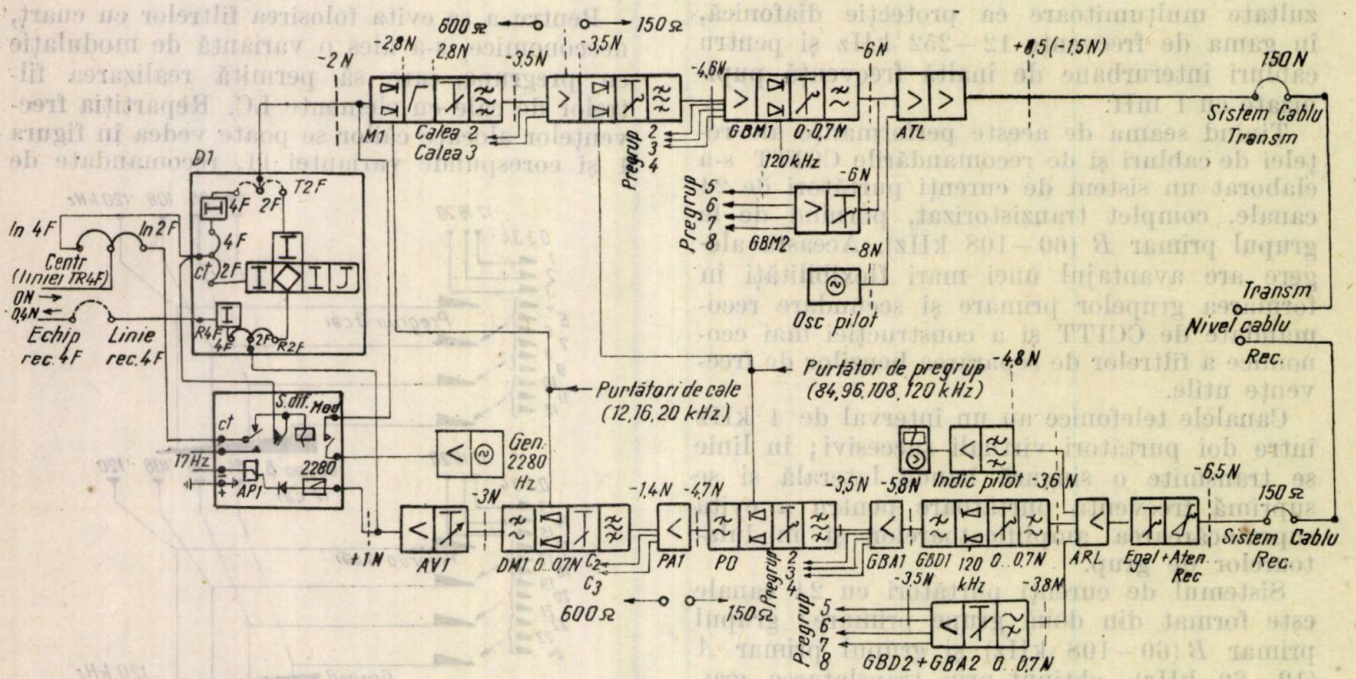


Fig. 2. Schema-bloc a sistemului ST—24.

În viitor urmează să se echipeze linii numai cu amplificatoare cu tranzistoare, în care caz nivelul la ieşire va fi mai mic.

Echipamentul de pregrup. Cuprinde pentru transmisie un amplificator de cuplaj, modulator, atenuator de reglaj şi filtrul de bandă.

De remarcat că cuplarea celor trei filtre de cale se face cu amplificator de cuplaj și nu cu transformatoare diferențiale ca în alte sisteme. La recepție, după elementele identice cu cele de la transmisie, care servesc pentru demodulare, mai intervine un filtru trece jos și un amplificator de pregrup, care cuplează trei căi la ieșire.

Echipamentul pentru grupe primare. La transmisie și recepție sînt două cazuri distincte: grupul primar 60—108 kHz, care nu suferă modulare și grupul primar 12—60 kHz, care s-a obținut prin modulare cu 120 kHz, a grupului inițial. Pentru grupul care nu suferă modulare avem un amplificator de cuplaj și un atenuator, care înlocuiește modulatorul de grup de la grupul modulat. Pentru grupul care suferă modulare elementele componente la transmisie sînt: amplificator de cuplaj pentru pregrupe, modulator de grup, atenuator de reglaj și filtrul trece jos. La recepție, intervin aceleași elemente, cu deosebirea că la ieșire din demodulator se găsește un filtru trece jos și amplificatorul grupului primar de cîștig mărit *GBA*. La recepție pentru grupul care nu suferă demodulare avem un filtru, atenuator și amplificator cu cuplaj la ieșire a filtrelor de pregrup.

Echipamentul de grup pentru transmisie cuprinde: amplificatorul de emisie de cîștig și putere mare, care cuplează la intrare cele două grupe de 12 căi și semnalul pilot. În lanțul de recepție intervin: egalizorul de linie, un atenuator de linie variabil și amplificatorul de recepție care cuplează la ieșire grupele de 12 căi și semnalul pilot.

Generatorul de frecvențe purtătoare

În sistemul ST—24 sînt necesare următoarele frecvențe purtătoare:

1. Pentru modulație de cale: 12, 16, 20 kHz.
2. Pentru modulație de pregrup și grup: 84, 96, 108, 120 kHz.
3. Frecvența pilot: 112 kHz.

Toate aceste frecvențe sînt multipli de 4 kHz. Din acest motiv generatorul de purtători are la bază un oscilator cu cuarț de 4 kHz, care atacă un generator de armonice, obținîndu-se frecvențele 12, 16, 20 kHz. Un alt generator de armonice este excitat cu semnalul de 12 kHz, rezultînd armonicele 84, 96, 108 și 120 kHz. Frecvența pilot este armonica 7-a a frecvenței de 16 kHz și se obține cu un alt generator de armonice.

S-a adoptat soluția cu generatoare de armonice succesive (multiplii de 4 și 12 kHz) pentru a se putea realiza extragerea armonicelor dorite cu filtre LC (fig. 3).

O particularitate a sistemului ST—24 este folosirea semnalului purtător de formă dreptunghiulară, realizîndu-se prin aceasta următoarele avantaje:

— La aceeași putere de purtători, produsele parazite de modulație sînt cu circa 20 dB mai mici decît în cazul purtătorului sinusoidal.

— Puterea necesară de purtători se poate obține în bune condițiuni cu tranzistoare de mică putere, care lucrează în regim de limitare.

Semnalul pilot. Pentru supravegherea continuă a funcționării sistemului se transmite pe linie și un semnal pilot în afara benzii (112 kHz). S-a ales această frecvență întrucît se poate extrage la recepție cu un filtru LC.

Receptorul pilot are un instrument indicator de nivel pilot și introduce semnalizare optică și acustică la abateri mai mari de ± 0,4 N a semnalului pilot.

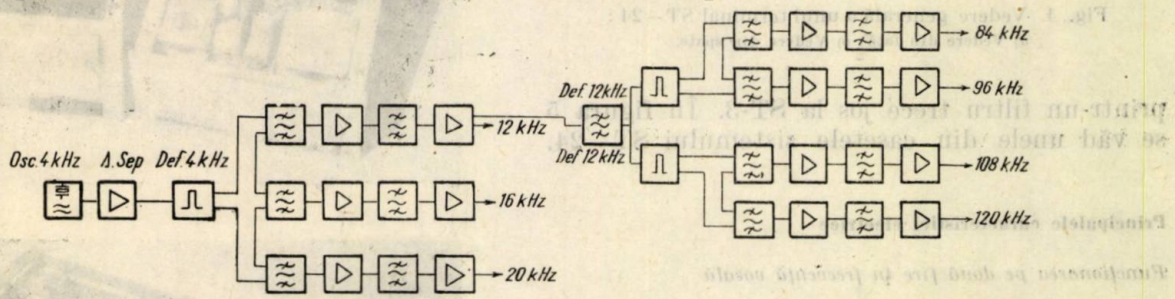


Fig. 3. Schema-bloc a generatorului de frecvențe purtătoare.

Aparate de măsură. Pentru efectuarea măsurătorilor de întreținere pe terminal, s-au prevăzut următoarele aparate de măsură:

— un nepermetru pasiv 0/+1 N;

— un nepermetru cu amplificare —3/+ +3N;

— un generator de 800 Hz.

De asemenea s-a prevăzut un panou de convorbire și de efectuare a apelului de la sistem (fig. 4).

Sistemul s-a realizat pe o singură ramă de dimensiuni 2 600 × 600 × 550 mm echipată pe ambele părți. Pe o față este echipamentul de cale, iar pe fața cealaltă echipamentul de pregrup, pe grup, generatorul de purtători și unitățile de apel.

Pentru ușurarea fabricației și tipizarea echipamentului din stații, modul de construcție al casetelor și conectarea lor prin conectori de față este unificat la sistemele ST—3 și

ST—24, casetele sistemului diferențial și receptorul de apel sînt identice la ambele sisteme, boxele de amplificatori vocali diferă numai

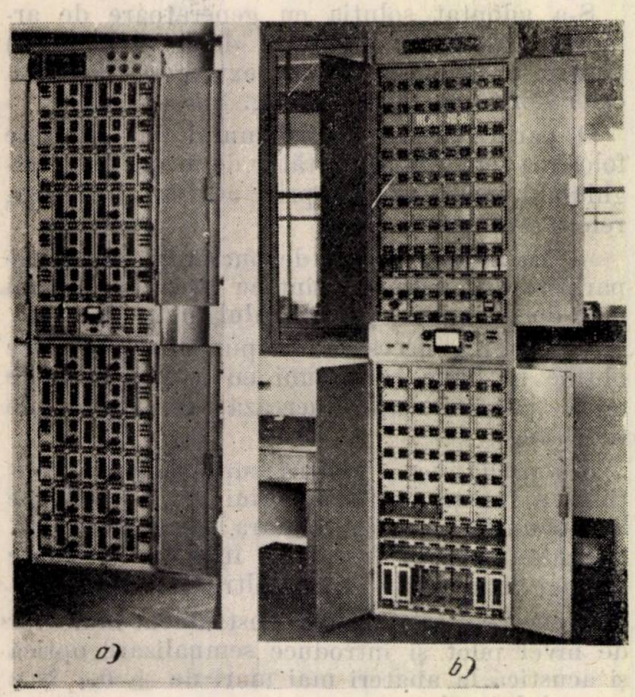


Fig. 4. Vedere generală a unui terminal ST—24 :
a) Vedere din față: *b*) Vedere din spate.

printr-un filtru trece jos la ST-3. În figura 5 se văd unele din casetele sistemului ST—24.

Principalele caracteristici electrice

Funcționarea pe două fire în frecvență vocală

Nivelul de intrare 0 N (1 mW)
Nivelul de ieșire — 0,4 N
Variația echipamentului între 300—3400 Hz 2/5 din echiv. CCITT
Stabilitatea căii cu extremele în gol mai mare de 0,5 N
Ecartul diafonic între toate căile mai mare de 7,5 N
Tensiunea psofometrică de zgomot propriu în punctul de nivel — 0,4 N mai mică de 0,15 mV
Coeficientul global de distorsiuni neliniare mai mic de 1,5 %
Nivelul de emisie pe cablu + 0,2 ... + 0,5 N
Puterea limită a ampl. de emisie de linie + 3,2 N

Funcționarea pe patru fire în frecvență vocală

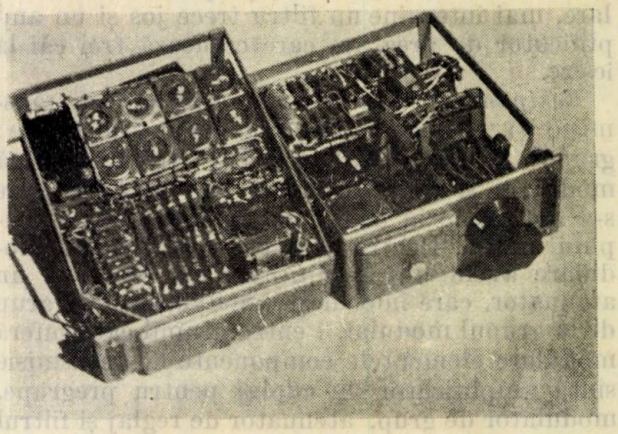
Nivelul de intrare 0... —2 N
Nivelul de ieșire + 1 ... —2 N
Ecartul diafonic între sensul emisiei și recepție mai mare de 6,5 N
Coeficientul de distorsiuni neliniare la + 1 N ieșire mai mic de 1 %
Idem la + 1, 4 N mai mic de 5 %
Restul caracteristicelor ca la frec. pe 2 fire

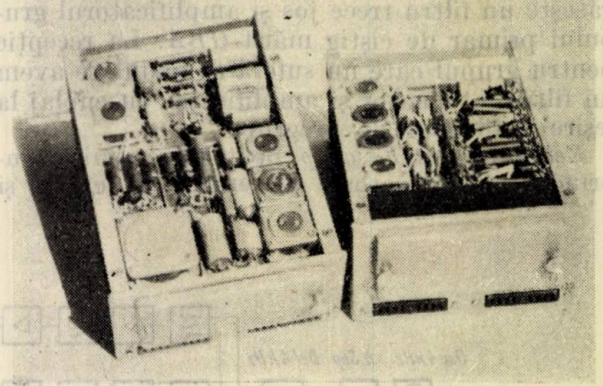
Stabilitatea echivalentului căii la variația tens. de alimentare

La variații între
—15 ... +10 % ale tens. de alimentare variația echiv. sub ±0,05 N.

Repetorul intermediar

Atenuarea maximă a secțiunii de amplif. 7N
Puterea limită + 3,2 N
Nivelul de emisie + 0,2 ... + 0,5 N
Ecartul armonicelor ..... conf. recomandării CCITT





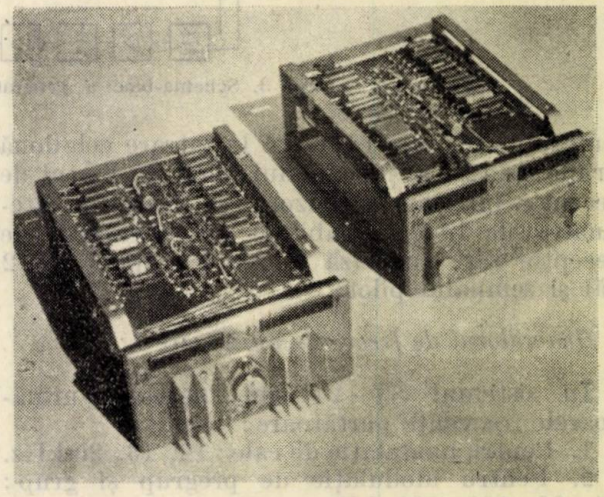


Fig. 5. Casete din sistemul ST—24 :
a — translatorul de cale și amplificatorul de cale; *b* — translatorul de grup și amplificatorul de grup recepție; *c* — amplificatorul de linie emisie și amplificatorul de linie recepție.

Consumul de energie electrică din sursa de 24 V

Consumul terminalului 36 W.
Consumul repetorului 10 W.

Ing. EREMIA MIHĂILEȘCU

Televizorul VS 54—622 „COSMOS"

621.397.6 Televizoare

Este înzestrat cu dispozitive moderne de reglaj automat, avînd și posibilitatea comenzii de la distanță. Din acest punct de vedere este superior tuturor televizoarelor fabricate în țară pînă în prezent.

Ca și la televizorul „Azur", imaginea obținută pe ecranul televizorului „Cosmos" este de înaltă calitate, datorită strălucirii excepționale a imaginii, precum și focalizării superioare a spotului, iar stabilitatea în funcționare este remarcabilă.

Aparatul este prezentat într-o casetă de placaj furniruit cu linie modernă (fig. 1).

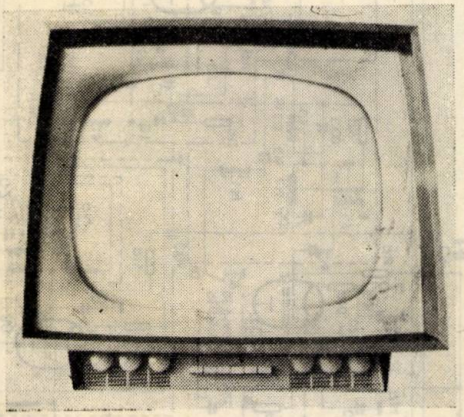


Fig. 1. Fotografia televizorului VS 54 — 622 „Cosmos".

Particularități constructive

Ca și „Azur", televizorul „Cosmos" prezintă unele soluții moderne față de televizoarele fabricate în țară pînă în prezent, astfel :

— Este prevăzut cu șasiu rabatabil, care permite o ușoară manipulare și punerea în evidență a tuturor pieselor componente. Montajul este realizat sub forma mixtă de cablaj obișnuit și circuite imprimate, numărul pieselor montate pe circuite imprimate fiind superior față de cel al pieselor montate prin cablaj obișnuit. Șasiul rabatabil și circuitele imprimate existente în construcția sa asigură o întreținere și depanare mai ușoară, fără a fi nevoie de descasetare și de asemenea asigură și rezistența în funcționare.

— Impedanța de intrare este de 300 Ω simetrică, ceea ce oferă posibilitatea folosirii unui cablu bifilar de coborîre de la antenă, fără adaptor (soluție mai ieftină).

— Are integrat în montaj un atenuator cu atenuare de 30 dB, folosit la recepționarea semnalelor puternice.

— Televizorul este înzestrat cu o serie de dispozitive de automatizare moderne, care fac mai comodă deservirea aparatului. Aceasta justifică de altfel numărul ridicat de tuburi electronice și diode semiconductoare cu care este echipat. Astfel televizorul „Cosmos" posedă reglaje automate pentru acordul fin, frecvența liniilor, dimensiunile imaginii și pentru luminozitate la variația manuală a contrastului. De asemenea este prevăzut cu posibilitatea de comandă de la distanță pentru volum sonor, luminozitate și contrast.

— Este echipat cu 3 difuzoare dintre care un difuzor eliptic permanent dinamic de 2,5 W și 2 difuzoare electrostatice pentru redarea frecvențelor înalte.

Descrierea sumară a televizorului

Este un receptor de televiziune din categoria lux, de tip superheterodină, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare), prevăzut pentru recepția a 12 canale din benzile I—III.

Este echipat cu 18 tuburi electronice, nouă diode semiconductoare cu germaniu și un redresor cu seleniu. Numărul mare de tuburi electronice se explică și prin faptul că televizorul „Cosmos" este dotat atît în F.I. cît și în audiofrecvență cu cîte trei etaje de amplificare, ceea ce conduce la o îmbunătățire substanțială a sensibilității atît pe calea de imagine cît și pe calea de sunet.

Tubul cinescop de tipul AW 53—88 are diagonala de 54 cm, unghiul de deflexie de 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat și focalizare electrostatică.

Aparatul este prevăzut cu 11 reglaje manuale și anume : volum sonor, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, acordul fin, dimensiunile imaginei, liniaritatea în partea inferioară a imaginii, liniaritatea în partea superioară a imaginii, reglaj frecvențe înalte și reglaj frecvențe joase.

Alimentarea aparatului se face numai de la rețeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunea de 220 V.

Dimensiunile televizorului sînt aproximativ 595 × 539 × × 405 mm, iar greutatea circa 29 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 2) se observă următoarele :

— Antena poate fi conectată direct cu bobinele de intrare (fără atenuare) sau prin intermediul unui atenuator. Primul caz se aplică pentru recepționarea emițătorilor îndepărtați, iar al doilea caz pentru recepționarea emițătorilor din apropiere.

— Blocul RF (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator RF în montaj cascodă echipat cu tubul electronic PCC 88 (T_1), caracterizat printr-un nivel de zgomot scăzut, și un etaj schimbător de frecvență echipat cu tubul PCF 82 (T_2). Oscilatorul este dotat cu un dispozitiv de acord fin, automat, acționat prin intermediul tubului EF 80 (T_4). Circuitul oscilant este prevăzut cu un montaj special pentru a simetriza banda în partea de sus și de jos. Între anodul mixerului și grila primului tub de frecvență intermediară se găsește o punte de rejecție, care servește pentru rejectarea purtătoarei de sunet și de imagine a canalelor adiacente.

— Blocul F.I. cuprinde trei etaje de amplificarea frecvenței intermediare și un etaj de detecție a imaginii. Etajele de amplificare F. I. sînt realizate în montaj obișnuit, cu circuitele oscilante decalat acordate și echipate cu tuburile EF 80 (T_3, T_5, T_6), iar etajul detector video este echipat cu dioda cu germaniu OA 1160 (D_4), care comandă etajul final video. Blocul F.I. se prezintă sub formă de circuite imprimate.

— Amplificatorul de videofrecvență cuprinde un singur etaj (etaj final video) echipat cu tubul PCL 84 (T_7) și anume numai secțiunea pentodă a acestui tub ; secțiunea triodă folosește la reglajul automat al sensibilității. Etajul final video transmite semnalul de imagine detectat, printr-un circuit de corecție serie-paralel la catodul tubului cinescop (T_{19}).

— Blocul F. I. sunet, lucrează pe frecvența de 6,5 MHz. El cuprinde două etaje de amplificarea frecvenței intermediare sunet, și un detector de raport. Etajele de amplificare F.I. sunet sînt echipate cu tuburile EBF 89 (T_9) și PCF 102 — acțiunea pentodă — (T_{10}), iar detectorul de raport este echipat cu două diode cu germaniu, tip OA 1172 (D_5, D_6). Blocul F.I. sunet se prezintă sub formă de circuite imprimate.

— Amplificatorul audiofrecvență, la care se aplică semnalul de sunet demodulat, este constituit din două etaje preamplificatoare și un etaj amplificator final, care asigură pe difuzorul permanent dinamic (D_1) o putere de 1,7 W cu maximum 10% distorsiuni neliniare. Etajele preamplificatoare sînt echipate cu tuburile PCF82 și PCL 82 — secțiunile triode ale tuburilor — (T_{10}, T_{11}), iar amplificatorul final este echipat cu tubul PCL 82 — secțiunea pentodă — (T_{11}).

— Separatorul și amplificatorul de impulsuri (etajul de sincronizare) este echipat cu tubul ECH 81 (T_8).

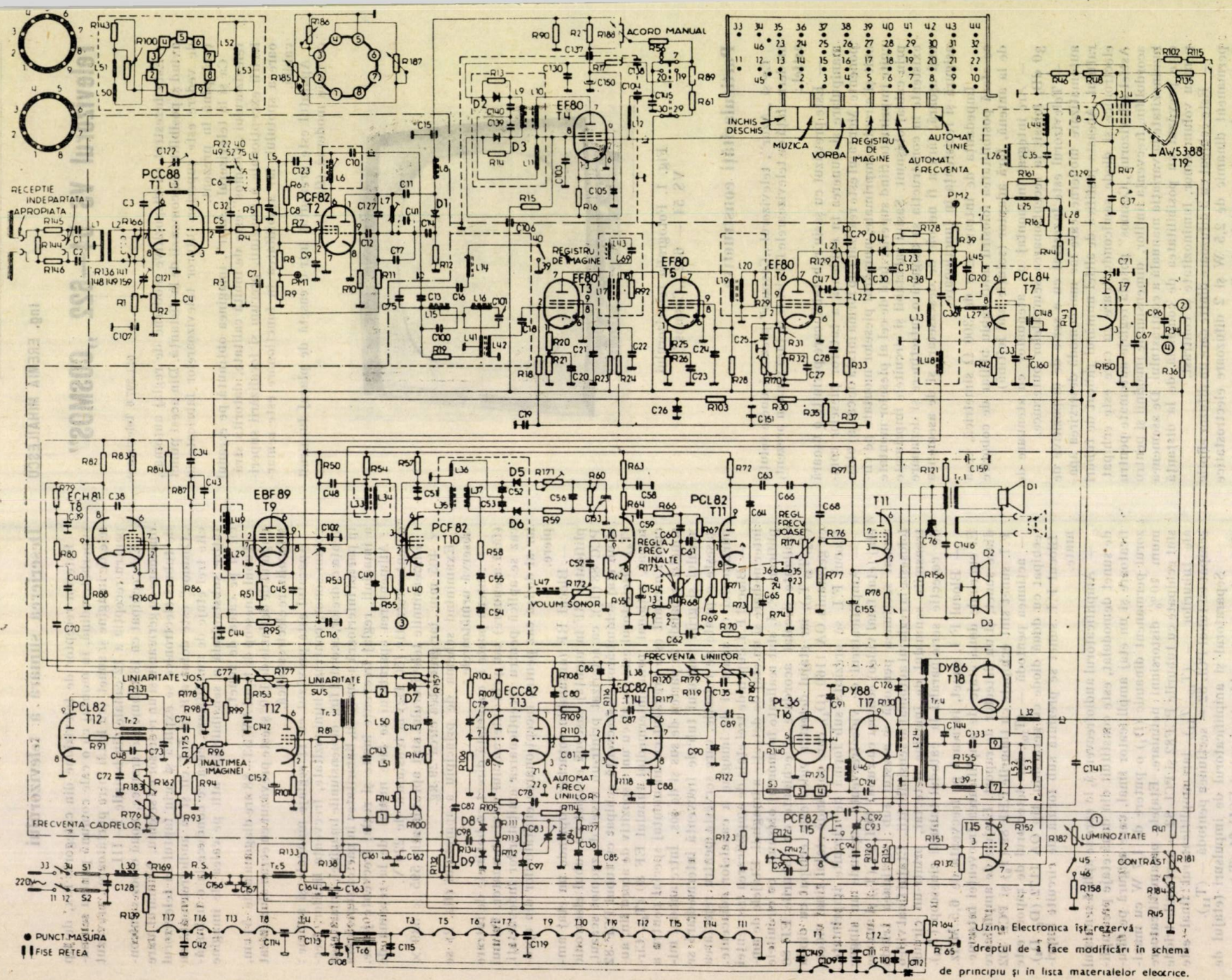


Fig. 2. Schema de principiu a televizorului VS 54–622 „Cosmos".

Uzina Electronica își rezervă dreptul de a face modificări în schema de principiu și în lista materialelor electrice.

— Generatorul de baleiaj de cadre cuprinde un oscilator cu blocare, echipat cu secțiunea triodă a tubului PCL 82 (T_{12}) și un amplificator final cadre, echipat cu secțiunea pentodă a aceluiași tub.

— Generatorul de baleiaj de linii cuprinde un multivibrator, echipat cu tubul ECC 82 (T_{14}) și un amplificator final. Amplificatorul final de linii este un montaj cu diodă de recuperare, echipat cu tuburile PL 36 (T_{16}) și PY 88 (T_{17}).

În acest bloc se mai găsește un comparator de fază, echipat cu două diode cu germaniu tip OA 1161 (D_8, D_9) și un dispozitiv de sincronizare automată a frecvenței liniilor, echipat cu un tub ECC 82 (T_{13}).

Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW 53—88 (T_{19}) se obține prin redresarea impulsurilor de întoarcere cu ajutorul diodei DY 86 (T_{18}), care constituie un redresor de foarte înaltă tensiune.

Există de asemenea un dispozitiv de reglare automată a dimensiunii imaginii, echipat cu secțiunea triodă a tubului PCF 82 (T_{15}) și un dispozitiv de reglare a strălucirii la variația contrastului, echipat cu secțiunea pentodă a aceluiași tub electronic (T_{15}).

Alimentarea televizorului este de tip universal. Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obține cu ajutorul unui redresor cu seleniu (RS).

Date tehnice

Comutator de canale : 12 canale OIR (49,75—223,25 MHz)
Banda I : 2 canale (48—66 MHz)
Banda II : 3 canale (76—100 MHz)
Banda III : 7 canale (174—230 MHz)

Repartizarea frecvențelor pentru cele 12 canale recepționabile :

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecv. purtătoare de imagine (Fi)MHz	49,75	59,25	77,25	85,25	93,25	175,25	183,25	191,25	199,25	207,25	215,25	223,25
Frecv. purtătoare de sunet (F_s) MHz	56,25	65,75	83,75	91,75	99,75	181,75	189,75	197,75	205,75	213,75	221,75	229,75

Dimensiunile imaginii : 382,5 × 484 mm (diagonala 54 cm).

Sensibilitatea purtătoarei de imagine : mai bună decît 50 μV, la un nivel de semnal/zgomot de 20 dB.

Sensibilitatea purtătoarei de sunet (măsurată la intrarea receptorului) : mai bună de cît 25 μV, la un nivel semnal/zgomot de 26 dB.

Reglajul automat al sensibilității (RAS) : pentru o variație de 26 dB a semnalului de intrare (cu reglajul contrastului la maxim), variația tensiunii video la ieșire (pe catodul cinescopului) este mai mică de 2 dB.

Selectivitatea :

— Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 30 dB.

— Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 20 dB.

— Atenuarea frecvenței intermediare este mai mare de 35 dB.

— Atenuarea frecvenței „imagine" este mai mare de 45 dB.

Raportul semnal/zgomot : Pentru un semnal de 75 μV la antenă, raportul semnal/zgomot este mai mare de 25 dB.

Fidelitatea imaginii : Definiția pe orizontală este mai bună decît 450 linii în centru și 400 linii la margini.

Fidelitatea electrică a sunetului : Banda de audiofrecvență la 6 dB este cuprinsă între 60—10 000 Hz.

Puterea la ieșire : 1,7 W cu max. 10% distorsiuni neliniare.

Consumul de la rețea : aprox. 160 VA

Impedanța de intrare a antenei : 300 Ω (simetric)

Frecvența intermediară de imagine : 38 MHz

Frecvența intermediară de sunet : 31,5 MHz și 6,5 MHz.

Tuburile electronice și diodele semiconductoare folosite :

PCC 88 — amplificator de radiofrecvență
PCF 82 — schimbător de frecvență și oscilator
3 × EF 80 — amplificator F.I.
PCL 84 — amplificator de videofrecvență și reglajul automat al sensibilității.

EF 80	— reglajul automat al acordului fin
EBF 89	— amplificator frecvențe intermediare sunet
PCF 82	— amplificator F.I. și preamplificator audiofrecvență
PCL 82	— preamplificator și amplificator final de audiofrecvență.
ECH 81	— separator și limitator de impulsuri
PCL 82	— oscilator și amplificator final cadre
ECC 82	— reglajul automat al sincronizării frecvenței liniilor.
ECC 82	— multivibrator linii
PL 36	— amplificator final linii
PY 88	— diodă recuperatoare
DY 86	— redresor de foarte înaltă tensiune
PCF 82	— reglajul automat al dimensiunii și strălucirii
OA 1160	— demodulator video
2 × OA 1172	— discriminator pentru reglajul automat al frecvenței
2 × OA1172	— demodulator de frecvență
OA 1160	— reglaj fin al frecvenței
2 × OA1161	— reglajul automat al frecvenței liniilor (comparator de fază)
OA 1161	— stingerea spotului în cursa inversă
RS	— redresor cu seleniu

Lista materialelor electrice și a pieselor principale

a se urmări pe schema de principiu din fig. 2)

Rezistențe chimice

1. R_1	47 kΩ ± 10% — 0,05 W
2. R_2, R_{32}, R_{144}	220Ω ± 10% — 0,1 W
3. R_3, R_4, R_{53}, R_{70} R_{85}, R_{88}, R_{114}	330 KΩ ± 10% — 0,1 W
4. R_5, R_{23}, R_{28}, R_{33}	1 KΩ ± 10% — 0,25 W
5. R_6	4,7 KΩ ± 20% — 0,25 W
6. R_7	33 KΩ ± 10% — 0,5 W
7. R_8	4,7 KΩ ± 10% — 0,05 W
8. R_9, R_{67}	220 KΩ ± 10% — 0,05 W
9. R_{10}, R_{17}, R_{39}, R_{128}, R_{129}, R_{148}	10 KΩ ± 10% — 0,05 W
10. R_{11}	6,8 KΩ ± 10% — 1 W
11. R_{12}	4,7 KΩ ± 10% — 0,5 W
12. R_{13}, R_{14}, R_{55}, R_{58}, R_{66}	100 KΩ ± 10% — 0,05 W
13. R_{15}	470 Ω ± 10% — 0,25 W
14. R_{16}	390 Ω ± 10% — 0,25 W
15. R_{18}, R_{76}	15 KΩ ± 10% — 0,05 W
16. R_{19}	750 Ω ± 5% — 0,1 W
17. R_{20}, R_{25}	47 Ω ± 10% — 0,1 W
18. R_{21}, R_{26}	100 Ω ± 10% — 0,1 W

19. R_{22}, R_{40}, R_{49} — 2,2 KΩ ± 10% — 0,05 W
20. R_{24} — 1 KΩ ± 10% — 0,05 W
21. R_{27}, R_{54}, R_{118} — 1,5 KΩ ± 10% — 0,25 W
22. R_{29}, R_{44}, R_{92}, R_{134} — 22 KΩ ± 10% — 0,1 W
23. R_{30} — 470 KΩ ± 10% — 0,05 W
24. R_{31}, R_{89} — 4,7 MΩ ± 10% — 0,25 W
25. R_{34}, R_{98}, R_{158} — 220 KΩ ± 10% — 0,25 W
26. R_{35} — 470 KΩ ± 10% — 0,1 W
27. R_{36} — 68 KΩ ± 10% — 1W
28. R_{37}, R_{87}, R_{123} — 220 KΩ ± 10% — 0,1 W
29. R_{38}, R_{52}, R_{75} — 3,3 KΩ ± 10% — 0,05 W
30. R_{41} — 15 KΩ ± 10% — 0,25 W
31. R_{42} — 330 Ω ± 10% — 0,5 W
32. R_{43} — 3,3 KΩ ± 10% — 3 W
33. R_{45}, R_{116}, R_{137}, R_{157} — 22 KΩ ± 10% — 0,25 W
34. R_{46}, R_{62}, R_{69}, R_{96}, R_{106}, R_{109}, R_{110} R_{154}, R_{156} — 1 MΩ ± 10% — 0,25 W
35. R_{47}, R_{119}, R_{152}, R_{165} — 470 KΩ ± 10% — 0,25 W
36. R_{48} — 330 KΩ ± 10% — 0,25 W
37. R_{50} — 47 KΩ ± 10% — 0,5 W
38. R_{51} — 270 Ω ± 10% — 0,25 W
39. R_{56}, R_{79}, R_{80} — 47 KΩ ± 10% — 0,1 W
40. R_{57} — 22 KΩ ± 10% — 2 W
41. R_{59} — 470 Ω ± 10% — 0,05 W
42. R_{60} — 33 KΩ ± 10% — 0,05 W
43. R_{61} — 2,2 MΩ ± 10% — 0,25 W
44. R_{63}, R_{64}, R_{111}, R_{112}, R_{127} — 100 KΩ ± 10% — 0,1 W
45. R_{65}, R_{71} — 1,2 KΩ ± 10% — 0,1 W
46. R_{68}, R_{73} — 330 KΩ ± 10% — 0,05 W
47. R_{72}, R_{83} — 100 KΩ ± 10% — 0,25 W
48. R_{74} — 22 KΩ ± 10% — 0,05 W
49. R_{77}, R_{120}, R_{164} — 680 KΩ ± 10% — 0,25 W
50. R_{81} — 10 KΩ ± 20% — 1 W
51. R_{82}, R_{124} — 33 KΩ ± 10% — 1 W
52. R_{84} — 150 KΩ ± 10% — 1 W
53. R_{86}, R_{153}, R_{147} — 6,8 KΩ ± 10% — 0,25 W
54. R_{90} — 10 KΩ ± 10% — 0,5 W
55. R_{91} — 4,7 KΩ ± 10% — 0,25 W
56. R_{93} — 820 KΩ ± 10% — 0,5 W
57. R_{94}, R_{160} — 1,5 MΩ ± 10% — 0,25 W
58. R_{95} — 680 KΩ ± 10% — 0,1 W
59. R_{97} — 3,3 MΩ ± 10% — 0,25 W
60. R_{99} — 3,3 MΩ ± 20% — 0,5 W
61. R_{100} — 47 Ω ± 10% — 0,5 W
62. R_{101} — 330 Ω ± 10% — 1 W
63. R_{102}, R_{115} — 220 KΩ ± 20% — 1W
64. R_{103} — 1 MΩ ± 20% — 0,05 W
65. R_{104}, R_{108}, R_{131} — 33 KΩ ± 10% — 0,1 W
66. R_{105}, R_{189} — 10 KΩ ± 10% — 0,1 W
67. R_{107} — 68 KΩ ± 10% — 0,25 W
68. R_{113}, R_{117} — 33 KΩ ± 10% — 0,25 W
69. R_{121}, R_{155} — 1,5 KΩ ± 10% — 1 W
70. R_{122} — 330 KΩ ± 20% — 0,5 W
71. R_{126} — 150 KΩ ± 20% — 0,25 W
72. R_{130} — 1 KΩ ± 20% — 1 W
73. R_{132} — 1 KΩ ± 10% — 0,5 W
74. R_{135} — 1 MΩ ± 10% — 0,5 W
75. R_{136}, R_{141}, R_{149} — 6,8 KΩ ± 10% — 0,05 W
76. R_{138} — 220 Ω ± 20% — 1 W
77. R_{140} — 1 KΩ ± 10% — 0,1 W
78. R_{145}, R_{146} — 3,3 KΩ ± 10% — 0,1 W
79. R_{150} — 6,8 KΩ ± 10% — 0,1 W
80. R_{151} — 220 KΩ ± 20% — 3 W
81. R_{159} — 6,8 KΩ ± 10% — 0,05 W
82. R_{162} — 820 KΩ ± 10% — 0, 5 W
83. R_{163} — 2,2 KΩ ± 10% — 0,25 W
84. R_{166} — 15 KΩ ± 10% — 0,1 W

Rezistențe bobinate

85. R_{125} — 1,5 KΩ ± 10% — 6 W
86. R_{133} — 180 Ω ± 10% — 6 W
87. R_{169} — 5 Ω ± 20% — 6W

Rezistențe NTK (termistoare)

88. R_{139} — 330 mA
89. R_{143} — 4 Ω

Rezistență neliniară

90. R_{142} — neliniare VDR

Rezistențe ajustabile

91. R_{170} — 2,2 MΩ
92. R_{171} — 2,2 KΩ
93. R_{180}, R_{183} — 470 KΩ

Potențiometre chimice

94. R_{172}, R_{173}, R_{175}, R_{178}, R_{182} — 1 MΩ
95. R_{174} — 5 MΩ
96. R_{176}, R_{177}, R_{188} — 100 KΩ
97. R_{179}, R_{181} — 50 KΩ
98. R_{185} — 2,5 MΩ
99. R_{186} — 250 KΩ
100. R_{187} — 2,2 MΩ

Condensatoare ceramice

101. C_1, C_2 — 47 pF —3 KV
102. C_3, C_{17}, C_{29}, C_{36}, C_{127} — 2 pF ± 0,5 pF — 500 V
103. C_4, C_{42}, C_{48}, C_{51}, C_{103}, C_{146}, C_{149} — 2,2 nF $^{+100\%}_{-50\%}$ — 350 V
104. C_5, C_7, C_{15}, C_{112}, C_{119} — 2 nF $^{+50\%}_{-20\%}$ — 500 V
105. C_6, C_9, C_{32}, C_{47}, C_{104}, C_{106}, C_{107}, C_{108}, C_{109}, C_{113}, C_{114}, C_{137}, C_{138}, C_{148} — 2 nF $^{+50\%}_{-20\%}$ — 350 V
106. C_8 — 15 pF ± 5% — 500 V
107. C_{10}, C_{105} — 1 nF $^{+100\%}_{-50\%}$ — 350 %
108. C_{11} — 4 pF ± 0,5 pF — 500 V
109. C_{12}, C_{14}, C_{41} — 22 pF ± 10% — 500 V
110. C_{13}, C_{18} — 100 pF ± 20% — 500 V
111. C_{16} — 10 pF ± 1 pF — 500 V
112. C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{27}, C_{28}, C_{44}, C_{67}, C_{115} — 2,5 nF $^{+100\%}_{-50\%}$ — 500 V
113. C_{30}, C_{31} — 5 pF ± 0,5 pF — 500 V
114. C_{35}, C_{98}, C_{120} — 100 pF ± 5% — 500 V
115. C_{43} — 220 pF ± 10% — 500 V
116. C_{45} — 10 nF $^{+100\%}_{-50\%}$ — 500 V
117. C_{49}, C_{61} — 100 pF ± 10% — 500 V
118. C_{54}, C_{66}, C_{110}, C_{111}, C_{130} — 470 pF $^{+50\%}_{-20\%}$ — 350 V
119. C_{56}, C_{102} — 4,7 nF $^{+100\%}_{-50\%}$ — 350 V
120. C_{62}, C_{90} — 330 pF ± 10% — 500 V
121. C_{65} — 1,5 nF $^{+50\%}_{-20\%}$ — 350 V
122. C_{69}, C_{139}, C_{140} — 47 pF ± 5% — 150 V
123. C_{75} — 33 pF ± 10% — 500 V
124. C_{82} — 150 pF ± 20% — 500 V
125. C_{94} — 56 pF ± 5% — 500 V
126. C_{100} — 47 pF ± 5% — 500 V
127. C_{101} — 62 pF ± 5% — 250 V
128. C_{122}, C_{123} — 0,5/3 p.F
129. C_{124} — 270 pF ± 10% — 2 KV
130. C_{128} (filtru) — 100 nF + 2×2 500 pF — 220/500 V
131. C_{144} — 47/100 pF ± 10 % — 5 KV

Condensatoare de hîrtie cu lac de rășini

132. C_{26} — 0,47 μF ± 20% — 160 V
133. C_{34}, C_{38}, C_{59}, C_{78}, C_{91} — 10 nF ± 20% — 250 V
134. C_{37}, C_{58}, C_{116} — 100 nF ± 20% — 250 V
135. C_{39}, C_{40}, C_{60}, C_{76}, C_{85} — 2,2 nF ± 20% — 250 V
136. C_{55}, C_{75}, C_{63}, C_{68}, C_{77}, C_{142} — 22 nF ± 20% — 250 V
137. C_{64} — 1,5 nF $^{\pm 50\%}_{-20\%}$ — 350 V
138. C_{70} — 1 nF ± 10% — 400 V
139. C_{72} — 22 nF ± 20% — 400 V

140. C_{73}, C_{74}, C_{97} 47 nF ± 20% — 160 V
141. C_{79}, C_{92}, C_{95}, C_{96} 1 nF ± 20% — 250 V
142. C_{80}, C_{84}, C_{147} 4,7 nF ± 20% — 250 V
143. C_{81}, C_{135}, C_{136} 100 nF ± 20% — 160 V
144. C_{88} 470 pF ± 20% — 250 V
145. C_{125} 22 nF ± 20% — 630 V
146. C_{129} 2,2 nF ± 20% — 400 V
147. C_{133} 470 nF ± 20% — 160 V

Condensatoare de hîrtie metalizată

148. C_{143} 100 nF ± 20% — 250/750 V
149. C_{145} 470 nF ± 20% — 250/750 V

Condensatoare styroflex

150. C_{33}, C_{46} 2,4 nF ± 10% — 250 V
151. C_{52}, C_{53} 160 pF ± 5% — 200 V
152. C_{71} 500 pF ± 10% — 500 V
153. C_{86} 10 nF ± 10% — 125 V
154. C_{89} 10 nF ± 10% — 500 V
155. C_{124} 28 nF ± 20% — 1 500 V

Condensator bobinat ajustabil

156. C_{83} 12/150 pF — 500 V

Trimeri cu aer

157. C_{93} 30 pF
158. C_{121} 1,5/9,3 pF

Condensator de polistirol

159. C_{141} 1 nF ± 10% — 500 V

Condensatoare electrolitice

160. C_{150} 5μ 70/80 V
161. C_{151} 2 μF 30/35 V
162. C_{152} 100 μF 30/35 V
163. C_{153} 5 μF 30/35 V
164. C_{154} 50 μF 6/8 V
165. C_{155} 50 μF 30/35 V
166. C_{156}, C_{157}, C_{161}, C_{162} 50 + 50 μF — 350/385 V
167. C_{158}, C_{159}, C_{163}, C_{164} 100 μF — 350/385 V
168. C_{160} 8 μF 220/275 V
169. Tr_1 Transformator ieşire sunet
170. Tr_2 „ oscilator cadre
171. Tr_3 „ ieşire cadre
172. Tr_4 „ „ linii F.I.T.
173. Tr_5 Bobină de şoc
174. Tr_6 Transformator filamente
175. T_1 tub electronic PCC 88
176. T_2, T_{10}, T_{15} tub electronic PCF 82
177. T_3, T_4, T_5, T_6 tub electronic EF 80
178. T_7 tub electronic PCL 84
179. T_8 „ „ ECH 81
180. T_9 „ „ EBF 89
181. T_{11}, T_{12} „ „ PCL 82
182. T_{13}, T_{14} „ „ ECC 82
183. T_{16} „ „ PL 36
184. T_{17} „ „ PY 88
185. T_{18} „ „ DY 86
186. T_{19} „ „ cinescop AW 53—88
187. D_1, D_4, diodă cu germaniu OA 1160
188. D_2, D_3, D_5, D_6 diodă cu germaniu OA 1172
189. D_7, D_8, D_9, diodă cu germaniu OA 1161
190. R. S. redresor cu seleniu
191. Dif. 1 — difuzor permanent dinamic
192. Dif. 2, Dif. 3— difuzor electrostatic pentru frecvenţe înalte.

note tehnico-economice

Laserul folosit în emisiunile de televiziune

Firma americană „General Telephone and Electronics Corporation" a realizat în condiţii de laborator o emisie şi o recepţie a unei imagini televizate cu ajutorul fasciculului luminos format de laser.

S-a constatat că mai trebuie efectuate vaste cercetări în decursul următorilor cinci sau zece ani înainte ca telecomunicaţiile cu ajutorul laserelor optice să poată fi folosite în scopuri practice.

Folosirea laserelor în telecomunicaţii face teoretic posibilă transmiterea simultană a peste 100 000 convorbiri telefonice sau a peste 160 programe de televiziune. De subliniat că sistemele actuale cu microunde asigură simultan 6 000 canale telefonice şi 10 canale de televiziune.

Folosirea laserelor în cosmonautică

La cel de-al treilea Congres internaţional de electronică cuantică, care s-a desfăşurat la Paris în luna februarie 1963, s-a propus unor specialişti şi tehnicieni care produc lasere să coopereze la urmărirea unui satelit ce urmează a fi lansat folosind lasere.

Noul satelit S—66 de 52 kg va fi lansat pe o orbită înclinată cu 80° faţă de ecuator. Reflectarea fasciculelor luminoase trimise de la sol prin lasere montate pe telescoape se va face de la satelit, datorită unui mozaic de mici cristale de cuarţ topit, fixate pe suprafaţa exterioară a satelitului.

Experienţa va permite să se determine, într-un mod mult mai precis, relieful pămîntului, să se poată alcătui un profil al ionosferei, să se verifice anumite ipoteze privind relativitatea şi să se studieze propagarea razelor luminoase prin atmosferă şi ionosferă.

O nouă aplicare a laserului — măsurarea distanţelor

Cercetătorii de la Biroul naţional de standarde din S.U.A au găsit recent o nouă folosire a laserului şi anume la măsurarea distanţelor cu o mare precizie. S-a emis de către un laser o rază luminoasă pe o distanţă de 100 m dus şi întors. Datorită unor oglinzi reflectoare şi unei prisme speciale, s-au observat franjuri de interferenţă formate de lumina reflectată.

Prima experienţă a dus la realizarea unei precizii de ordinul unei sutimi de milionimi. Aceasta constituie o mare precizie şi e suficient de arătat că ea corespunde unei rigle de 100 m lungime pe care s-au făcut 200 milioane de gradaţii. Mai edificator apare acest rezultat dacă ţinem seama că etalonul internaţional de lungime (lungimea unei unde a gazului kripton 86) nu este precis decît pe o distanţă de 25 cm.

Exactitatea măsurătorilor cu ajutorul laserului va fi limitată în cazul distanţelor mari de către efectul refracţiei atmosferei.

Se remarcă totuşi că folosirea unui laser şi a unui ceas atomic ar duce la măsurarea vitezei luminii cu şi mai multă precizie decît pînă în prezent.

33 milioane de cuvinte pe minut prin televiziune

O recentă experienţă făcută la unul din laboratoarele de cercetări ale societăţii americane I.B.M. a demonstrat că canalele de televiziune permit să se transmită cu viteze considerabile informaţiile date de maşinile de calculat. Experienţa a fost făcută pe o distanţă de circa 65 km şi transmisia s-a operat cu cadenţa de 20 milioane de elemente de informaţie pe secundă, ceea ce echivalează cu 33 milioane de cuvinte pe minut.

Pînă în prezent, aceste transmisiuni n-au depăşit viteza de 500 000 elemente pe secundă, deja incomparabil mai mare decît a telegrafiei clasice (75/s) şi a liniilor telefonice (2 400/s). Această superioritate a canalelor de televiziune ca transmiţătoare de informaţii nu rezidă numai în lăţimea benzii mult superioară aceleia a liniilor telefonice. Ele sînt de asemenea perfect adaptate semnalelor în cod binar, care reprezintă „limbajul" maşinilor de calculat.

Folosirea în perspectivă a canalelor de televiziune ar fi avantajoasă, începînd mai ales cu folosirea sateliţilor artificiali la comunicaţiile intercontinentale.

În mod provizoriu (cel puţin pentru marile distanţe), procedeul este limitat de necesitatea radioreleelor.

Un nou tip de televizor

În S.U.A. a început producţia unui aparat de televiziune care poate fi fixat pe cap prin curele şi purtat ca şi căştile de telefon.

Denumit „electrocular", aparatul cîntăreşte 950 de grame şi cuprinde un ecran din material plastic transparent, care se aseamănă cu un monoclu şi este montat la distanţa de 4 cm în faţa ochiului.

Locul pentru lămpi, în formă de L, conţine un tub catodic miniatural, o oglindă deflectoare şi o lentilă de reglaj.

Un fir este conectat la sursa de alimentare, aparatul putînd fi folosit în camere luminate sau în aer liber.

Cel care foloseşte electrocularul poate recepţiona cu un ochi imaginile televizate, în timp ce cu celălalt continuă să observe normal sau chiar să lucreze.

Noutăţi în telefonie

În două oraşe din Germania Occidentală se experimentează în prezent centrale telefonice acţionate electronic. Prin aceasta se speră să se obţină rezultate deosebite în domeniul telefoniei urbane. Bineînţeles că în cadrul acestor centrale electronice nu se renunţă la circuitele telefonice existente. Elementele esenţiale din centralele telefonice, releele, vor fi înlocuite prin nişte contactoare închise ermetic şi denumite „Herkone". Aceste contactoare lucrează rapid şi fără deranjamente.

Introducerea acestor contactoare va face posibil să se renunţe la discul de la aparatul telefonic care se roteşte relativ încet pentru a permite releelor de la centralele telefonice actuale să facă selecţia necesară. Folosind aceste contactoare, aparatul telefonic va avea în locul discului nişte butoane cu ajutorul cărora se formează mult mai rapid numărul dorit. De asemenea, se preconizează ca în locul apelului prin sonerie, acesta să se facă prin repetarea unui acord muzical plăcut. Prin introducerea tehnicii noi se va putea, prin formarea unui anumit număr, să se scoată telefonul propriu din funcţiune sau la dorinţă convorbirea să se efectueze la un alt număr telefonic de la centrala telefonică. Noua tehnică va permite, de asemenea, ca în cazul cînd doi abonaţi sînt în convorbire, un al treilea abonat, formînd numărul unuia din cei doi abonaţi, acesta să audă un semnal care să-i indice că este solicitat şi din altă parte. În acelaşi cadru se va putea ca fiecare abonat să fie trezit în mod automat, formînd în prealabil un număr la centrală şi formînd mai departe ora la care vrea să fie trezit.

În cadrul aceleiaşi acţiuni, posturile telefonice care duc convorbiri dese cu un anumit număr de abonaţi, vor putea intra în convorbire prin formarea unei singure cifre indicative.

Rigla de calcul electronică

În curînd locul riglei de calcul folosite în multe situaţii de către studenţi şi proiectanţi va fi luat de către calculatoarele analogice.

La trei universităţi politehnice americane s-a şi prevăzut introducerea acestor maşini destinate calculului superior şi ecuaţiilor diferenţiale.

Procedeul de lucru este foarte simplu : se aranjează ecuaţia, de fapt o schemă simplificată, apoi se dispun elementele maşinii de calculat în aşa fel încît să corespundă schemei şi apoi se urmăreşte funcţionarea maşinii care dă soluţia pe o scală cifrată. Aparatul poate fi chiar oprit în timpul funcţionării, dacă de exemplu interesează evoluţia rezultatului pe parcurs.

Noul aparat, a cărui mînuire este simplă, corespunzătoare unei maşini de adunat, cu două multiplicatoare şi două integratoare, este de fapt o veritabilă maşină de calculat.

Potenţiometru cu peliculă oxidată

Firma engleză „Ancillary Developments" a realizat un potenţiometru miniatural adaptat pentru aparatura de înaltă frecvenţă. Potenţiometrul reprezintă o peliculă metalică oxidată încastrată prin topire în stratul inferior al unei sticle rezistente la temperatura înaltă şi care se îmbină cu o altă piesă turnată din sticlă. Un şurub de plumb, cu 32 de spire, cu inele din cauciuc-silicon, permite reglarea cu precizie.

Potenţiometrul nu este influenţat de condiţiile climaterice ale mediului ambiant oricît de aspre ar fi ele, funcţionînd la temperaturi ce variază între −30 şi +150°C.

Rezistenţa sa este de 3 MΩ.

Confecţionarea unor oglinzi reflectoare pentru antene, din mase plastice

De curînd a început fabricaţia oglinzilor de antenă de mare precizie cu un diametru pînă la 9 metri.

Un lichid plastic (elastomer polietanic) se introduce într-o mare cupă metalică care se roteşte cu o viteză de 11 rotaţii pe minut. În cursul rotaţiei, lichidul formează o suprafaţă parabolică, a cărei distanţă focală depinde de viteza de rotaţie. După ce stratul de masă plastică se solidifică, cupa continuînd să se rotească, suprafaţa se acoperă cu zinc, cu ajutorul unui pulverizator cu flacără. După aceasta, suprafaţa zincată se acoperă cu un strat anticorosiv subţire de masă plastică uretanică.

Materialele cele mai adecvate pentru producerea antenelor după acest procedeu sînt răşinile uretanice şi răşinile epoxidice. Răşinile epoxidice sînt de preferat pentru confecţionarea oglinzilor de dimensiuni ceva mai mici destinate emisiunilor pe lungimi de unde milimetrice.

Precizia suprafeţei reflectorului astfel executat este de 5 microţoli. Verificarea optică a arătat că la oglinzile cu un diametru de 4 picioare precizia unghiului de înclinare al suprafeţei nu depăşeşte două minute unghiulare.

Oglinzile cu un diametru pînă la 10 picioare se produc în cupe de aluminiu rotative. Verificarea preciziei oglinzilor se efectuează aproximativ prin iluminarea cu un fascicul paralel de raze luminoase şi prin observarea focarului într-un mediu cu fum ; măsurătorile precise se fac cu ajutorul deplasării unei celule fotoelectrice prin punctul focal. Precizia suprafeţei se măsoară pe calea iluminării reflectorului printr-o grilă de formă adecvată. Pe baza distorsiunilor imaginii grilei se identifică neuniformităţile suprafeţei. De obicei eroarea unghiului suprafeţei nu depăşeşte 15 minute unghiulare.

Referate

THOMPSON, P. M. **Calculatoare cu diode-tunel.** În : Industrial Electronics, nr. 6, martie, 1963, pag. 303—306, 4 fig.

O dată cu dezvoltarea şi perfecţionarea maşinilor electronice de calcul, numărul operaţiilor pe care le pot realiza a crescut considerabil. Una dintre cerinţele cele mai importante impuse de maşinile de calcul este funcţionarea cu o viteză cît mai mare, pentru ca timpul în care trebuie să se efectueze un anumit număr de informaţii să fie cît mai scurt.

În maşinile de calcul moderne viteza de funcţionare este determinată de rapiditatea înregistrării şi extragerii informaţiei, caracteristică fiecărui etaj al maşinii. Este deci evident că pentru mărirea vitezei de funcţionare e necesară utilizarea unor elemente care să favorizeze desfăşurarea operaţiilor de înregistrare şi de extragere a informaţiei cu o viteză cît mai mare.

Un alt parametru important al etajelor maşinilor de calcul este capacitatea de lucru. În cazuri practice se impune obţinerea unui compromis între capacitate şi viteza de funcţionare, întrucît ambele duc la creşterea preţului de cost al maşinii şi la mărirea lungimii conductoarelor folosite.

În prezent elementele cele mai adecvate construirii de maşini de calcul care să dezvolte o mare viteză de funcţionare sînt diodele-tunel. Articolul descrie construcţia şi modul de funcţionare a celor mai importante părţi ale unei astfel de maşini de calcul realizată cu diode-tunel, punînd în evidenţă avantajele ei atît în ceea ce priveşte viteza de funcţionare cît şi în privinţa preţului de cost.

Se prezintă modul de dispunere a diodei-tunel în circuit şi se analizează regimul de funcţionare pe caracteristica diodei ; se ilustrează formele impulsurilor în diferite puncte ale circuitului. Se arată apoi modul de combinare a acestor circuite într-o schemă logică, punînd în evidenţă avantajele acestei scheme. Se prezintă apoi schema simplificată a unui circuit de generare a impulsurilor de citire realizat cu două tranzistoare şi o diodă-tunel, explicînd funcţionarea sa. Felul în care se face asamblarea circuitelor se ilustrează printr-o schemă-bloc comentată. Articolul prezintă apoi aspectul exterior al calculatorului.

În final se arată avantajele calculatorului cu diode-tunel în privinţa vitezei de funcţionare şi se dau indicaţii asupra modului în care se poate obţine o creştere suplimentară a acestei viteze.

REVUZ, J. **Regimuri neliniare în diodele-tunel.** În : L'Onde Électrique, 43, 1963, nr. 430, ianuarie, pag. 47—55, 13 fig., 5 diagr., 6 ref. bibl.

Dioda-tunel este un dispozitiv semiconductor cu două terminale care are o caracteristică neliniară, cu o regiune de rezistenţă negativă provenită din efectul tunel într-o joncţiune $p—n$. Ea nu prezintă curent de saturaţie în cazul polarizării inverse.

Efectul tunel întîlnit în cadrul fizicii cuantice este cunoscut prin faptul că înlesneşte trecerea curentului la valori mici ale tensiunii.

După ce atinge o valoare maximă, în cazul polarizării directe, efectul tunel dispare cu totul atunci cînd tensiunea ajunge la o valoare care depinde de natura semiconductorului folosit.

În cazul polarizărilor mai ridicate, dioda se comportă ca şi celelalte joncţiuni obişnuite.

Aceste dispozitive semiconductoare pot fi folosite în montaje foarte variate, ca : oscilatoare, circuite de comutaţie rapidă, circuite electronice de frecvenţă foarte înaltă, amplificatoare, schimbătoare de frecvenţă etc.

Faptul că caracteristica directă de curent-tensiune cuprinde o regiune cu pantă negativă face ca dioda-tunel să fie potrivită pentru funcţionarea în montaj de oscilator.

Stabilitatea frecvenţei depinde, în principal, de aceea a componentelor circuitului asociat.

Din cauză că posedă o caracteristică cu pantă negativă, diodele-tunel sînt folosite cu prioritate faţă de tranzistoare într-un număr mare de aplicaţii posibile în diverse circuite electronice.

RYAN, W. D. **Matrice de stabilizare pentru scheme tranzistorizate.** În : The Radio and Electronic Engineer, vol. 25, nr. 4, aprilie, 1963, pag. 291—294, 4 fig., 1 tab.

Unul din dezavantajele schemelor cu tranzistoare îl constituie variaţia în timp a parametrilor tranzistoarelor cauzată de diverşi factori, care poate duce la variaţii importante ale performanţelor schemei ; în special variaţiile de temperatură influenţează serios funcţionarea tranzistoarelor.

Pentru a reduce efectele acestor variaţii, schemele cu tranzistoare se realizează cu anumite precauţii, introducînd elemente care deşi le micşorează într-o oarecare măsură performanţele le măresc mult stabilitatea. Articolul prezintă cîteva din aceste scheme la care variaţiile performanţelor se reduc acţionînd asupra circuitelor de polarizare ale etajelor.

Problema principală în aceste cazuri este calcularea valorilor elementelor astfel ca eficacitatea lor în ceea ce priveşte mărirea stabilităţii performanţelor unei scheme date să fie maximă. Dacă acest lucru este relativ simplu pentru o schemă cu un singur etaj, el se complică considerabil în cazurile în care circuitele de polarizare cuprind mai multe etaje cuplate direct. Este clar că în aceste cazuri este foarte dificil să se obţină o indicaţie certă asupra efectelor variaţiilor valorii fiecărui element introdus în sistemul de stabilizare şi cu atît mai mult în ceea ce priveşte efectele unor variaţii simultane combinate.

Problema este tratată prin introducerea conceptului de „matrice de stabilizare" ca o extindere a noţiunii de factor de stabilizare din cazul schemelor cu un singur etaj. Sînt puse în evidenţă unele proprietăţi ale acestei matrice şi se exemplifică avantajele folosirii ei la scheme tranzistorizate cuprinzînd două şi trei etaje, prezentînd îmbunătăţirile realizate în ceea ce priveşte stabilitatea schemei. Din aceste exemple rezultă avantajele matricei atît în scopuri de proiectare cît şi în cazurile în care se urmăreşte modificarea regimurilor de funcţionare ale tranzistoarelor în scopul îmbunătăţirii performanţelor.

În final, se prezintă metode rapide de calcul al factorului de stabilizare pentru un etaj izolat şi al matricei de stabilizare pentru mai multe etaje cuplate.

WALKER, B. F. **O metodă de precizie pentru măsurarea deviaţiei modulaţiei de frecvenţă şi aplicarea ei în domeniul microundelor.** În : Electronic Engineering, 35, nr. 420, martie, 1963, p. 144—150, 13 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

În multe sisteme de telemăsurare şi radiolocaţie este necesară cunoaşterea cu precizie a deviaţiei modulaţiei sinusoidale, discrete, a unui semnal de microunde (sau a unui semnal de frecvenţă mai scăzută), modulat în frecvenţă.

Metoda obişnuită constă în transformarea frecvenţei semnalului într-o frecvenţă intermediară mai convenabilă şi apoi în supravegherea mărimii de ieşire a unui discriminator de frecvenţă, alimentat cu această frecvenţă. Cu cît este mai mică această frecvenţă intermediară, cu atît poate fi mai sensibil discriminatorul de frecvenţă şi cu atît creşte necesitatea unei reglări automate a frecvenţei oscilatorului local. Dacă la oscilatorul local ajunge, prin intermediul circuitului de reglare, vreun semnal corespunzător frecvenţei de modulare, se modifică deviaţia frecvenţei intermediare şi apare o eroare la ieşirea discriminatorului.

Se introduce un filtru care determină scăderea mult sub unitate a amplificării buclei de reglare pe frecvenţa de modulaţie. În funcţie de frecvenţa de modulaţie utilizată şi de deviaţia parazitară a modulaţiei de frecvenţă, acesta poate fi un filtru „trece jos" sau un filtru „opreşte bandă", ori ambele.

Presupunînd că filtrul este adecvat, există multe lipsuri printre care : a) insuficientă limitare a frecvenţelor intermediare în discriminator ; b) neliniaritatea discriminatorului ; c) etalonarea discriminatorului ; d) măsurarea modulaţiei la discriminator.

În mod normal suma acestor erori se ridică la cel puţin 5% chiar în cazul unei proiectări îngrijite, cu excepţia ca-

zului cînd instrumentul are o etalonare discontinuă efectuată în mai multe puncte din domeniul său de măsurare, folosind metoda de etalonare în frecvenţă, menţionată în paragraful privind etalonarea în frecvenţă a discriminatorului.

În acest articol se studiază proiectarea unui circuit potrivit de reglare automată a frecvenţei şi montarea unui nou tip de discriminator.

Aceasta se bazează pe faptul că dacă se amestecă un semnal modulat în frecvenţă cu un alt semnal de unde neamortizate, avînd frecvenţa egală cu frecvenţa sa purtătoare, tonul bătăii are o frecvenţă medie egală cu de $2/\pi$ ori deviaţia. Aceasta poate fi uşor citită cu o foarte bună precizie, la un contor numeric, iar în articol problema se tratează la paragraful privind amestecarea semnalului modulat în frecvenţă cu semnalul oscilatorului local, sincron.

În articol se arată că eroarea totală ce intervine la măsurarea deviaţiei de frecvenţă a semnalului de microunde poate fi menţinută sub 1%.

Sistemul oscilatorului local sincron constituie o metodă foarte precisă de măsurare a deviaţiilor de frecvenţă cu condiţia ca intervalul de timp considerat la măsurarea frecvenţei medii a bătăilor să fie acceptabil. Dacă este necesar, informaţia de la ieşirea sistemului poate fi obţinută în formă numerică şi această informaţie este absolută, fără nici o etalonare, dacă circuitele RAF sînt corect proiectate.

ARKER, C. **O metodă simplificată de apreciere a performanţelor unui amplificator echipat cu tranzistoare.** În : Electronic Engineering, 34, nr. 414, august, 1962, p. 554—556, 6 fig., 1 tab.

Deseori este necesară o analizare destul de precisă a performanţelor unui amplificator echipat cu tranzistoare, dar metoda cea mai convenabilă nu este întotdeauna evidentă. Circuite complicate pot deseori împiedica realizarea unei analize exacte a reţelei şi nefamiliarizarea cu parametrii hibrizi poate împiedica utilizarea acestei metode. Dacă amplificatorul constă din mai multe etaje echipate cu tranzistoare, performanţele generale pot fi obţinute adoptînd un procedeu sistematic de lucru cu fiecare etaj în parte, procedeu care utilizează metodele obişnuite de studiere a circuitelor.

Pentru a clarifica metoda de analiză se dă un exemplu de calcul, iar rezultatele sînt comparate cu măsurătorile efectuate în mod real, obţinîndu-se astfel un indiciu despre gradul de precizie ce poate fi realizat.

În concluzie se constată că pentru majoritatea aplicaţiilor se poate obţine o aproximare destul de bună utilizînd metoda expusă. Trebuie remarcat faptul că prin aplicarea reacţiei negative la fiecare etaj, în modul arătat, amplificarea etajelor este mai puţin dependentă de rezistenţele proprii. În plus, atunci cînd între etaje se introduc repetoare pe emitor, efectul de sarcină al etajelor care urmează este redus, rezultînd o amplificare mai mare. Repetoarele pe emitor perfecţionate realizează o izolare între etaje mai bună decît cea obişnuită, dar se poate obţine un avantaj mai mare din acest motiv, acolo unde există o impedanţă mare a sursei.

Cercetînd diferitele ecuaţii utilizate se poate constata că sînt posibile aproximări suplimentare, dar ele depind de valorile circuitului.

POTTS, K. H. **Evaluarea performanţelor lanţurilor de televiziune şi sistemelor de microunde folosind proprietăţile funcţiei sinus dreptunghiular.** În : The Radio and Electronic Engineer, vol. 25, nr. 4, aprilie, 1963, pag. 357—376, 34 fig., 3 tab., 14 ref. bibl.

Aparatura necesară măsurării caracteristicilor de frecvenţă şi de fază ale sistemelor de televiziune este în general complicată şi pretenţioasă la manevrat.

O simplificare importantă se poate obţine folosind proprietăţile remarcabile ale impulsurilor de forma funcţiei sinus dreptunghiular.

În prima parte, articolul studiază amănunţit principiile ce stau la baza folosirii impulsului sinus dreptunghiular ca impuls de probă şi avantajele utilizării lui pentru determinarea caracteristicilor de frecvenţă şi fază ale sistemelor de televiziune.

Se prezintă caracteristicile impulsului sinus dreptunghiular din punct de vedere matematic şi practic. Se descrie modul de evaluare a caracteristicilor de frecvenţă la frecvenţe înalte şi joase analizînd răspunsul unui circuit serie la aplicarea unui impuls de diferite durate. Se studiază apoi impulsul sinus dreptunghiular, considerînd răspunşul unui filtru trece jos ideal la un astfel de impuls. Se prezintă forma completă a semnalului de probă pentru determinarea performanţelor sistemelor de televiziune, arătîndu-se că el trebuie să cuprindă :

— impulsuri sinus dreptunghiular ;
— bare de 40 μs ;
— impulsuri de sincronizare.

În continuare se studiază diferite moduri de utilizare a acestui semnal acordînd o mare atenţie deosebirii între metodele corespunzătoare ridicării caracteristicii amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă.

Autorul face în continuare consideraţii asupra principiilor formării impulsurilor sinus dreptunghiular. Este prezentată apoi schema bloc a unui generator de impulsuri sinus dreptunghiular, arătîndu-se performanţele şi modul de utilizare pentru aplicaţii în diverse porţiuni ale lanţului de televiziune.

LOWRY, P. : **Proiector de televiziune în culori pentru ecrane de dimensiuni medii.** În : The Radio and Electronic Engineer, vol. 25, nr. 4, aprilie 1963, pag. 305—320, 19 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

Problema proiectării imaginilor de televiziune în culori a devenit în ultimul timp obiectul studiului multor laboratoare de cercetări. În prezent majoritatea proiectoarelor de televiziune în culori sînt specializate pentru aplicaţii de circuite închise unde principala cerinţă este o calitate cît mai ridicată. O dată cu introducerea pe scară largă a sistemelor de televiziune în culori, necesitatea unor astfel de proiectoare apare tot mai frecvent, una din principalele cerinţe impuse lor fiind economicitatea construcţiei.

Articolul prezintă problemele specifice ce se pun în cazul construcţiei unui proiector de televiziune în culori, precum şi un exemplu practic cu descrierea amănunţită a schemelor.

Se fac consideraţii asupra principalelor cerinţe pe care trebuie să le satisfacă un proiector de televiziune în culori în privinţa următoarelor elemente componente :

— tubul catodic trebuie să prezinte o strălucire care să depăşească o anumită valoare minimă. Într-un tabel se dau exemple de luminofori ce pot fi folosiţi la construcţia acestor tuburi pentru cele trei culori fundamentale folosite în televiziunea în culori ;

— sistemul optic trebuie realizat în mod adecvat pentru a elimina distorsiunile ; în acest scop el trebuie prevăzut cu sisteme pentru corecţia Keystone şi corecţia de rombicitate ;

— amplificatorul video şi circuitele de baleiaj trebuie să asigure redarea corectă a imaginii.

Corectorul prezentat este destinat utilizării pentru standardele de 405 linii, 50 Hz, 625 linii, 50 Hz şi 525 linii, 60 Hz. Pentru funcţionare el necesită un semnal video la intrare de amplitudine 0,7 — 1V polaritate pozitivă.

Se prezintă schema bloc şi aspectul exterior al proiectorului. Se descriu schemele de principiu ale următoarelor subansambluri cu explicarea funcţionării : separatorul impulsurilor de sincronizare, generatoarele de baleiaj pe linii şi cadre, corectorul Keystone, amplificatorul de videofrecvenţă, stabilizatorul de înaltă tensiune şi sistemul de comutare.

Proiectorul prezentat poate fi folosit la instalaţiile de televiziune industrială cu circuit închis ca şi pentru controlul traficului aerian sau în aplicaţii de radiolocaţie.

BÖDEKER, H. **Distanţa cea mai favorabilă de vizionare a imaginii de televiziune.** În : Elektronische Rundschau, 16, nr. 10, octombrie, 1962, p. 464—466, 3 fig., 4 ref. bibl.

La cercetările subiective asupra influenţării calităţii imaginii de televiziune de către zgomotul de fond, frecvenţele perturbatoare etc. este în general bine ca observatorul să fie aşezat astfel faţă de ecran, încît ochii acestuia să se găsească la o distanţă egală cu de patru ori înălţimea imaginii.

Această alegere a distanței de vizionare pare problematică, deoarece se cunoaște că acuitatea vizuală, puterea de rezoluție și recunoașterea formelor, cu toate corecțiile făcute pentru eventualele defecțiuni vizuale, pot să fie foarte diferite de la om la om și depind foarte mult de condițiile de observare (strălucirea imaginii de pe ecran și a mediului ambiant). Ar fi de dorit din această cauză ca și condițiile de observare, în care se realizează un test subiectiv, să fie pe cît posibil standardizate, astfel ca să existe posibilități simple de comparare. Pentru aceasta însă mai sînt necesare încă o serie de cercetări asupra diferitelor influențe.

Lucrarea aceasta constituie o contribuție în acest sens și mai ales în ceea ce privește alegerea distanței optime de observare.

Se menționează totuși de la început că influențele condițiilor de vizionare asupra simțului figurii și senzațiilor de figură ale omului sînt legate între ele într-un mod complicat și parțial neclarificat. Din această cauză, considerarea unei singure probleme, fără observarea celorlalte mărimi care influențează, conduce ușor la rezultate neutilizabile.

Mai întîi se vor considera cîteva criterii despre procesele vizuale, care formează premisele necesare înțelegerii articolului. Atunci cînd structura de linii este înlăturată prin mijloace tehnice, așa cum se întîmplă la așa-numita televiziune fără linii, iar observatorul se așază mai aproape de ecran, el nu cîștigă nimic în ceea ce privește rezoluția imaginii. El are doar o impresie generală mai bună a imaginii de televiziune, datorită reprezentării mai mari pe retină. În schimb însă, vede mai bine perturbațiile provocate de zgomot, sau eventuale interferențe, datorită cărui fapt se reduce iarăși calitatea imaginii.

Practica realizată în cercetările subiective de pînă acum, care au fost executate pe imaginile de televiziune, de a se stabili distanța de observare de patru ori înălțimea imaginii poate că se sprijină pe considerentul că valoarea capacității de rezoluție pentru ochiul uman este de 1,5—2 m.

Recalculînd pentru distanța de vizionare corespunzătoare la 625 linii, rezultă o valoare de patru pînă la trei ori înălțimea imaginii.

MAJOR, J. **Caracteristicile perturbațiilor provocate de televizoare. Măsurarea lor și metodele de înlăturare.** În : Hiradástechnika, 14, nr. 1, februarie, 1963, p. 9—15, 12 fig., 3 ref. bibl.

Datorită faptului că, în ultimii ani, numărul de televizoare a crescut foarte mult, se impune limitarea perturbațiilor provocate de aceste aparate, deoarece ele influențează în mod neplăcut recepționarea programelor de radio și televiziune, iar în cazuri mai grave fac imposibilă recepționarea unor benzi întregi de frecvență.

Sursele mai importante de perturbații din interiorul aparatului sînt : generatorul de explorare pe orizontală, etajul final, blocul de înaltă tensiune (în care intră și tubul cinescop), amplificatorul video, etajele de demodulare de FI și MF, comutatoarele de canale (tunere), oscilatoarele de unde ultrascurte și unde decimetrice. Ca sursă de perturbații ar putea fi considerate și radiațiile primului etaj de medie frecvență, dar acestea trebuie să fie limitate din cauza acțiunilor perturbatoare pe care le provoacă chiar în interiorul aparatului.

Perturbațiile se prezintă în formă de fluierături sau în formă de modulații perturbatoare ale armonicelor impulsurilor de tensiune, ale blocului de înaltă tensiune și ale generatorului de explorare pe orizontală. Aceste perturbații pot fi atît de accentuate încît să împiedice recepționarea chiar și a emisiunilor stațiilor locale ; în cazuri mai simple împiedică numai recepționarea emisiunilor stațiilor mai îndepărtate.

Cea mai bună soluție a eliminării fenomenelor amintite este limitarea — prin prescripții — a nivelului maxim al perturbațiilor provocate de televizoare și obligarea tuturor întreprinderilor producătoare de televizoare de a urma aceste prescripții cu privire la nivelul perturbațiilor.

În cele mai multe țări, unele prescripții generale care limitează sursele de perturbații sînt în vigoare de mai mult timp. Necesită doar o completare a lor cu unele prescripții speciale referitoare la televizoare.

Articolul tratează problema prescripțiilor referitoare la măsurarea perturbațiilor și aplicarea lor, apoi se trec în revistă unele metode pentru atenuarea sau combaterea perturbațiilor provocate de receptoarele de televiziune.

Figurile care însoțesc textul prezintă unele scheme folosite la măsurarea tensiunii de zgomot, iar graficele subliniază limitele admisibile ale tensiunii de zgomot în funcție de frecvență a unui receptor de televiziune, înainte și după filtrarea perturbațiilor.

PHILLIPS, G. J., SPENCER, J. G. **Sistemul stereofonic de radiodifuziune Zenith, G.E.** În : Wireless World, ianuarie, 1963, pag. 39—44, 3 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

Sistemele stereofonice de radiodifuziune capătă o utilizare practică din ce în ce mai mare, constituind obiect de studiu pentru cercetătorii din toată lumea.

Principalele calități care se cer unui sistem de radiodifuziune stereofonică pot fi rezumate după cum urmează :

1. Trebuie să asigure transmisia unui singur canal de radiofrecvență fără o mărire sensibilă a lărgimii de bandă.

2. Trebuie să fie compatibil adică să asigure o recepție monofonică satisfăcătoare cu aparatele de recepție utilizate în prezent de abonați.

3. Trebuie să asigure o reproducere stereofonică în camera ascultătorului, care să fie comparabilă cu cea care se poate obține de pe discuri stereofonice de calitate ; acest lucru trebuie realizat folosind o aparatură la recepție relativ simplă și ieftină.

4. Trebuie să nu influențeze sensibil funcționarea sistemelor de radiodifuziune monofonică existente.

În ultimii ani au fost propuse multe sisteme de radiodifuziune stereofonică însă numai o mică parte au îndeplinit condițiile de mai sus:

Se știe că în scopul transmiterii a două semnale de audiofrecvență separate folosind o singură purtătoare se folosește principiul modulării multiplex : unul din semnale este folosit pentru modularea în prealabil a unei subpurtătoare ultrasonore, constantele sistemului de modulare fiind alese astfel încît efectul rezultat să se afle în întregime deasupra spectrului de audiofrecvență. Semnalul modulat este adăugat unui alt semnal de audiofrecvență, rezultînd astfel unda completă necesară pentru modularea purtătoarei. Receptoarele monofonice normale acordate pe o astfel de purtătoare vor reproduce numai componenta de audiofrecvență din semnalul modulator : receptoarele stereofonice trebuie să fie prevăzute cu dispozitive speciale care să realizeze procesul invers modulării în vederea obținerii ambelor semnale de audiofrecvență.

Autorii prezintă o comparație între două sisteme de radiodifuziune stereofonică care diferă între ele prin modul în care se realizează modularea frecvenței subpurtătoare : un sistem avînd subpurtătoarea modulată în frecvență (similar sistemului Crosby) și un sistem avînd subpurtătoarea modulată în amplitudine—sistemul Zenith G. E.

Se face apoi o descriere amănunțită a sistemului Zenith G. E. ; se analizează modul de funcționare folosind pentru aceasta schema bloc ; se face o prezentare a undei modulate multiplex, ilustrată cu fotografii ale oscilogramelor respective ; se analizează efectul deviației frecvenței subpurtătoarei asupra audiției. În final se prezintă performanțele sistemului stereofonic Zenith G.E. punînd în evidență avantajele sale în privința zgomotelor.

AUBIER, B. **Noi montaje cu tuburi cu catodul rece.** În : Eléctronique et automatisme, nr. 31, iunie, 1963, p. 232—233, 4 fig.

Un tiratron comandat cu o rezistență variabilă poate fi adaptat la circuitele clasice cu unele mici modificări.

În articol sînt descrise noile montaje printre care un regulator de temperatură, un releu fotoelectric cu fotodiodă, un releu protector-contact și un montaj cu tub releu.

Toate montajele care utilizează tiratron de tipul GT 21 comandat cu o rezistență variabilă sînt bazate pe un același montaj fundamental. Pentru a se realiza o funcționare în bune condiții, este necesar să se facă unele mici modificări în schema de bază.

Regulatorul de temperatură utilizează variația rezistenței unui termistor.

Datorită dimensiunilor sale mici, diverselor forme geometrice și constantei caracteristicilor lui, termistorul este

foarte indicat la măsurarea și reglajul temperaturii pînă la 150°C.

Proprietățile termoelectrice ale unui termistor sînt date în principal de trei valori caracteristice și anume : rezistența în ohmi la 25°C, coeficientul de temperatură K în procente de grade Celsius și rezistența termică.

În prima figură se dă montajul regulatorului de temperatură. În schemă termistorul utilizează o rezistență de 500 kΩ la 25°C. Coeficientul său de temperatură este de 4 % pe grad centigrad. Rezistența sa termică este de 3 °C pe mW. Acest termistor poate fi de exemplu un model Philips B 8.320.03 P/680 K. Dioda se ia ca fiind o diodă Philips de tip OA 200. Toate rezistențele au o disipație de 0,5 W cu o precizie de 5 %.

Figura a doua reprezintă un montaj de releu fotoelectric cu fotodiodă, care prezintă particularitatea utilizării caracteristicii de saturație a fotodiodei. O astfel de fotodiodă are o tensiune de lucru de minimum 30 V. Dioda folosită are o tensiune inversă de 50 V, un curent direct de 1 mA și un curent invers maxim de 5 μA.

Celelalte două figuri ilustrează alte montaje cu tuburi cu catodul rece, folosite tot mai mult în circuitele de telecomunicații.

MORRIS, D. J. și ALEXANDER, W. **Proprietățile de comutare ale miezurilor de ferită.** În : Electronic Engineering, 35, nr. 419, ianuarie, 1963, p. 22—27, 17 fig., 7 ref. bibl.

Miezul toroidal de ferită este foarte potrivit pentru toate aplicațiile din sistemele binare, fapt datorit în special celor două stări de magnetizare remanentă bine definite, cum și capacității sale de memorizare a informațiilor pe intervale lungi de timp. Acest miez a fost mult utilizat la memorizatoarele calculatoarelor, dar el poate de asemenea funcționa ca un comutator de circuite în schemele logice complicate, putînd în același timp înmagazina informația obținută din operațiile logice respective. Miezul este mic, ușor, foarte sigur în funcționare și nu consumă energie în stare de repaus.

În acest articol sînt analizate cîteva din proprietățile de comutare ale miezurilor de ferită, care au fost cercetate cu ocazia analizării proprietăților lor ce elemente de comutare în circuite logice. Sînt expuse caracteristicile principale ale comutării la curent constant și sub tensiune constantă, analizîndu-se și comutarea asimetrică. Se prezintă o teorie prin care se explică unele fenomene de comutare a miezurilor de ferită. Comutarea miezului utilizînd o sursă de tensiune constantă este mai bună decît utilizînd o sursă de curent constant, deoarece se obține un impuls de formă pătratică, bine definit. Precizia necesară la impulsul de tensiune nu este atît de critică ca cea a impulsului de curent.

Totuși numai un singur miez montat în serie poate fi comutat de un impuls de tensiune, astfel că în dispozitivele de memorizare, acolo unde este necesară comutarea unui șir de miezuri, comutarea la curent constant este esențială. Comutarea la tensiune constantă este utilizată mai ales la aplicațiile de circuite logice și de comandă.

VOGE, I. **Telecomunicații intercontinentale cu ajutorul sateliților artificiali.** În : L'Onde Electrique, nr. 434, mai, 1963, p. 489—502, 20 fig.

În noaptea de 17 spre 18 august 1960 la orele 4 și 33 minute, primul semnal radioelectric primit de pe satelitul Echo aflat în acel moment deasupra Atlanticului a fost captat la Issy-les-Moulineaux de către tehnicienii francezi ai Centrului național de studii de telecomunicații.

Echipamentul necesar pentru recepție era sumar, comportînd o antenă parabolică relativ modestă cu un diametru de 3,3 m.

După doi ani, la 11 iulie 1962, orele 0 și 48 minute, prima imagine americană retransmisă de satelitul Telstar a apărut pe ecranele televizoarelor de la stația franceză de la Pleumeur-Bodou.

După o trecere în revistă a rezultatelor obținute de CNET cu ajutorul sateliților artificiali Echo (1960) și Telstar (1962), autorul face unele previziuni privind traficul internațional începînd cu anul 1970, previziuni pe care le justifică prin comunicațiile cu ajutorul sateliților.

În prima parte, autorul rezumă principiile acestor comunicații : sateliți activi și pasivi ; influența altitudinii (vizibilitatea și zonele de radiație) ; sateliți cu repartiție întîmplătoare, sincronizați și staționari (proiecte americane și europene).

În partea a doua, se trec în revistă problemele ce se pun în realizarea experiențelor viitoare.

Astfel se discută natura surselor de alimentare și modul de lansare pe orbită, legătura sateliților cu stațiile terestre prin radio și televiziune, precum și alte probleme legate de timpul de propagare și de stabilitatea legăturilor realizate.

În figurile ce însoțesc textul se dau cîteva stații terestre din Franța și Anglia reprezentîndu-se mai ales antenele parabolice de recepționare a semnalelor emise de pe sateliți.

Concluzionînd, autorul subliniază marele avantaj pe care îl vor constitui legăturile intercontinentale ce se vor stabili prin intermediul sateliților artificiali.

PTAČEK, M. **Microfoane electrodinamice moderne cu directivitate mare.** În : Sdělovaci technika, 10, nr. 9, septembrie , 1962, p. 322—325, 23 fig., 5 ref. bibl.

Dezvoltarea electroacusticii în ultimul deceniu impune condiții din ce în ce mai severe elementului principal al acesteia și anume tehnicii captării sunetului. Transmisiunile din sălile de concert și de teatru au impus trecerea la utilizarea microfoanelor unidirecționale, pentru a se limita captarea zgomotelor perturbatoare, care sosesc la întîmplare din toate direcțiile. Primele dintre acestea au fost microfoanele cu caracteristica de directivitate în formă de cardioidă care — datorită numeroaselor lor avantaje — au început să fie folosite și în practica de studio în locul microfoanelor nedirecționale. Ele au fost apreciate mai ales o dată cu apariția înregistrărilor moderne stereofonice.

Dar în unele situații ca de exemplu la înregistrarea vocilor în sălile cu timp de reverberație mare, în cazul înregistrărilor în sălile unde există pericolul unei reacții acustice sau în cazul înregistrărilor la o distanță mai mare de sursa de sunete, ca de exemplu în televiziune, este nevoie să se utilizeze microfoane și mai direcționale.

În acest articol se descriu cele mai cunoscute tipuri de asemenea microfoane. Deocamdată se fabrică mai ales microfoane cu traductoare electrodinamice.

O soluție interesantă care se bazează pe directivitatea pronunțată a microfonului liniar în domeniul frecvențelor mai înalte, păstrînd totodată dimensiuni relativ mici, este un microfon cunoscut în literatura americană sub denumirea de microfonul „Sound-Spot". Acesta se compune dintr-o combinație de microfon liniar care funcționează în domeniul frecvențelor mijlocii și înalte și un microfon cu caracteristica de tip cardioidă, care funcționează în domeniul frecvențelor joase.

În continuare se tratează un alt tip de microfon modern cu caracteristica de directivitate îngustă, cunoscut în literatura americană sub denumirea de „Uniaxial Microphone" tip BK-5A. Acesta este tot un microfon cu bandă, dar de data aceasta magnetul lui nu mai este construit sub formă de tor, ci astfel ca să se obțină dimensiuni minime ale microfonului prin păstrarea însă a unei bune utilizări a fluxului. Cu toate că acest tip de microfon este mult mai directiv, în practica televiziunii a apărut necesitatea unui microfon și mai directiv. Aceeași condiție apare și la înregistrarea programelor de teatru, unde este avantajos ca, în locul mai multor microfoane, pe scenă să se folosească unul singur amplasat la distanță, dar avînd o caracteristică de directivitate îngustă, pentru ca raportul dintre semnalul util și zgomot să fie în permanență bun. Soluția problemei găsite de firma RCA duce la combinarea a două microfoane de tipul BK-5A. Acest microfon este cunoscut în literatura americană sub denumirea de „Bigradient Uniaxial Microphone".

Este de fapt un microfon „pe două sisteme", compus din două elemente identice, amplasate unul în spatele celuilalt. Lungimea totală a acestui microfon este de 29 cm, ceea ce este foarte puțin față de microfoanele de undă cu aceeași directivitate.

În afară de microfoanele descrise mai există și microfoane de undă ultradirecționale și microfoane cu gradient de ordin superior.

Aceste tipuri nu sînt însă deocamdată destinate aplicațiilor în studiouri, din cauza dezavantajelor lor.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ★ DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY ★ 1963

SOMMAIRE

621.311.1 Réseaux électriques
621.376 Modulation en fréquence

Săvescu, M. : **Détermination de la réponse des réseaux électriques linéaires aux signals modulés en fréquence ou phase, avec impulsions,** Telecomunicatii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 193—199

On donne une méthode de calcul de la réponse des réseaux électriques l'neaires aux signals dont leurs fréquence ou phase varient en impulsion. On considère le cas de l'impulsion en „échellon" et le cas de l'impulsion rectangulaire.

621.3.042 Circuits magnétiques

Bălănescu, C, et *M. V.* : *Căluneanu,* **Installation pour la sélection des noyaux de ferrite en état de fonctionnement et pour essayer des circuits magnétiques de commutation.** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 199—205

On présente le schéma de principe d'un installation pour la sélection de noyaux de ferrite sur la base d'un programme d'impulsion, qui met chaque noyau en état normal de fonctionnement, mais sans besoin de bobiner les armatures.

De même on présente une installation pour essayer des cellules de commutation magnétique par fonctions, celles-ci étant soumises aux plus difficiles conditions de fonctionnement qui peuvent être rencontrées en exploitation.

621.375 Amplificateurs

Forejt, I : **Diagramme de l'emplificateur linéaire à charge complexe.** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 205—209

Dans cet ouvrage on presente une serie de diagrammes universels qui permettent a effecteur l'analyse du fonctionnement d'un quadripol actif aux plusieurs points de vue.

621.385.2 Diodes tunel

Rodeanu, E. : **Diodes tunnel** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 209—215

Dans cet article on fait une présentation de la diode tunnel et des applications possibles en divers circuits électroniques. L'ouvrage passe en revue la diode tunel, sa caracteristique statique, la stabilitée de la diode dans les circuits, le circuit équivalent aux petits signaux en courant alternatif, amplificateurs, oscillatoires et circuits basculants avec diodes tunnel, dans le cadre d'une présentation générale du problème.

621.376 Modulateurs

Măruţă, M. : **Modulateur équilibré avec générateur de porteur intégré.** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 215—218

On presente le mode par lequel on peut imposer une nouvelle fonction (oscillation) au modulateur actif équilibré, pour économiser le générateur de porteurs.

Dans l'ouvrage on étudie la possibilité et les conditions de réaliser un tel modulateur avec générateur de porteur intégré.

621.395.34 Téléphonie automatique
621.52 Automation

Barbu, E. et *Necula, N.*: **Encadrement des circuits „test" dans des relations et schemes logiques,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5. pag. 219—226

Dans cet ouvrage sont analysées les fonctions complexes du circuit „test" realisé avec des dispositifs éléctro-magnetiques à l'aide de l'algebre logique. La methode basée sur des analogies a permis d'établier quelques fonctions de travail pour les selecteurs „pas-à-pas" et pour des éléments du circuit „test". Par les fonctions de travail comme base, on peut realiser des circuits logiques „test" avec des éléments sans contacteurs.

621.397.6 Télévisieurs

Mihăilescu, E. : **Le téléviseur VS 54—622 „Cosmos",** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 231—235

On présente la schéma de principe et les details de fonctionnement du téléviseur „Cosmos".

On donne les particularitées constructives et une liste des matériaux électriques et des pièces principales composantes du téléviseur.

CONTENTS

621.311.1 Electric networks
621.376 Modulation in frequency

Săvescu, M. : **Answear determination of the linear electric networks to modulated signals in frequency or phase, with pulses,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 193—199

A method is given for computing the answear of electric networks to signals whose frequency or phase are varying in puls. It is considered the case of „stair"-pulse and the case of „rectangular" pulse.

621.3.042 Magnetic circuits

Bălănescu, C. and *Căluneanu, M. V.* : **Equipments for selecting cores of „ferrite" in operating conditions and for commutation magnetic circuits,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7, (1963), nr. 5, pag. 199—205

The fundamental scheme is presented of an equipment for selecting cores of „ferrite" on a pulses program basis, which puts each core in a normal operation position, but without coiling the woundings.

Also it is presented an equipmemt for checking per functions magnetic commutation cells, theese being put in the worst working conditions which are met in operation.

621.375 Amplifiers

Forejt, I. : **Diagram of linear amplifier with complex load,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 205—209

In this paper are presented a series of universal diagrams which enables to analyse the operation of an active quadripol from the various standpoints.

621.385.2 Tunnel diodes

Rodeanu, E. : **Tunel diodes,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7, (1963), nr. 5, pag. 209—2 5

This paper pressents the tunnel diode and its possible applications in different electronic circuits.

Under a general presentation of the problem, in the paper are reviewed : tunnel diode, its static characteristic, diode's stabilitiy in circuits, the equivalent circuit at small signals in alternative current, amplifiers, oscilators and basculant circuits with tunnel diodes.

621.376 Modulators

Măruţă, M. : **Balanced modulator with integrated generator of carrier,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 2'5—2'8

In this paper is presented the way through which may be imposed a new function (oscillation) to the balanced active modulator, for economizing the generator of carrier.

In the paper are also studied the possibility and conditions of achieving such a modulator with integrated generator of carrier. In the first part is analysed the modulator with two electronic tubes in time-opposition and with separate generator of carrier ; in the second part is shown a scheme having the generator included in the modulator-assembly.

621.395.34 Automatic telephon networks
621.52 Automation

Barbu. E. and *Necula, N.* : **Test circuits incorporation in logic relations and schemas,** Telecomunicaţii, Bukarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 219—226

This paper presents the complex functions analysis of a test circuit obtained with electro-magnetic equipment by logic algebra. The analogy method allowed operations fonctions to be set, for „step-by-step" selectors and for some test circuit elements. On operation fonctions basis, logic circuits may be achiaved by contactorless elements.

621.397.6 Televisors

Mihăilescu, E. : **„Cosmos" VS 54-622 televisor,** Telecomunicaţii, Bucarest, 7 (1963), nr. 5, pag. 231—235

The author presents a fundamental scheme and operation details of „Cosmos" televisor.

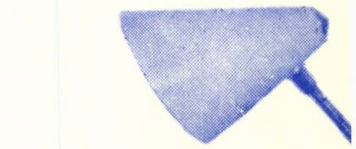
Construction peculiarities ar given, together with a list containing the electric materials and main parts of the televisor.

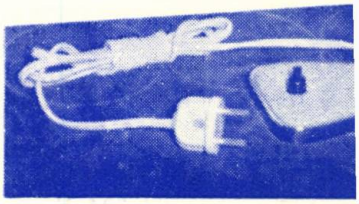
U Z I N E L E

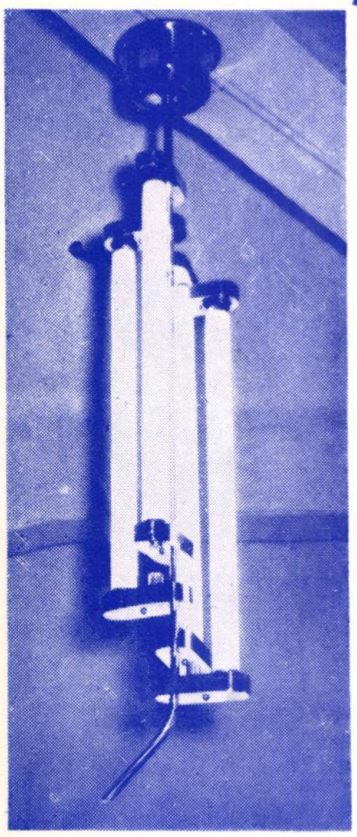
ELECTRO-BANAT

T I M I Ş O A R A

EL-BA







Livrează:

Candelabre,

accesorii pentru candelabre,

lămpi pentru noptiere,

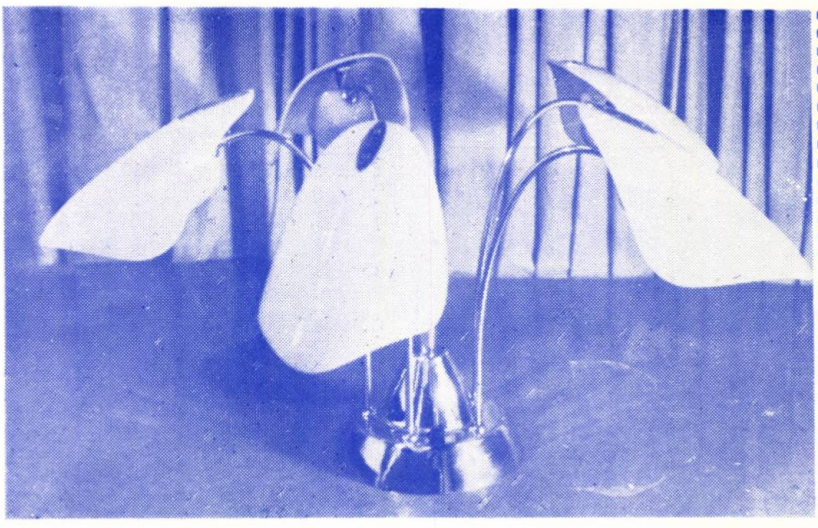
dulii, lanterne,

aparataj de joasă tensiune,

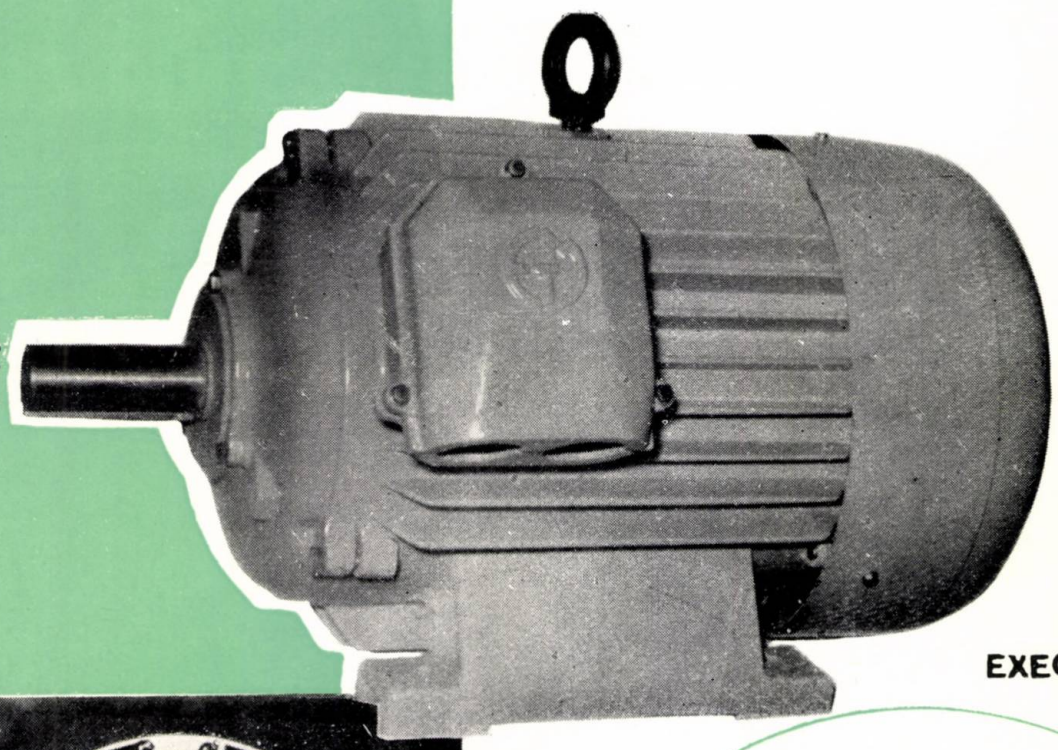
baterii, pile electrice,

corpuri de iluminat pentru vehicule,

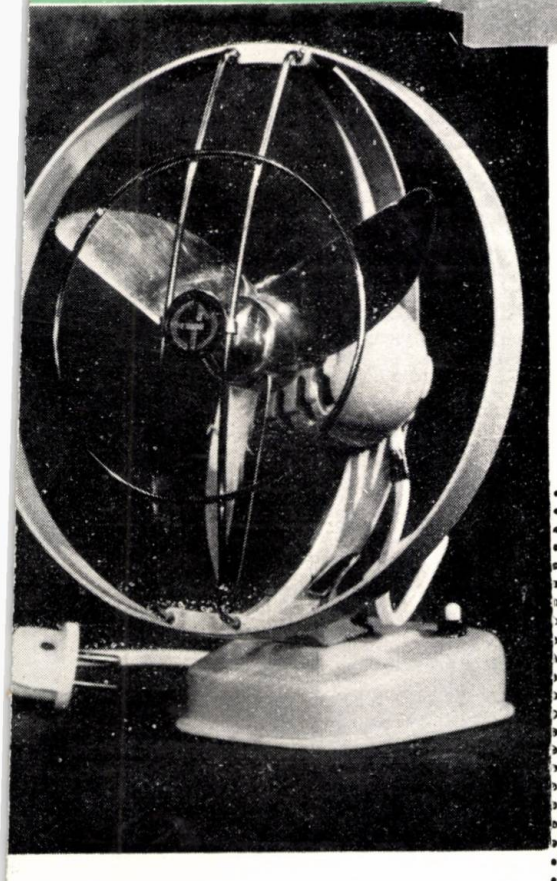
aparataj pentru vehicule.



ELECTROMOTOR
TIMIŞOARA



EXECUTĂ ŞI LIVREAZĂ:



Motoare electrice trifazate: cu rotor în scurt circuit de 7,5—30 kw, cu rotor bobinat de 4,5—28 kw. Ventilatoare de mină antigrizutoase. Generatoare de curent continuu 12 v. Relee regulatoare pentru autovehicule şi tractoare. Aspiratoare de praf — tip Record. Ventilatoare de masă tip vm3. Micromotoare pentru maşini de spălat rufe şi maşini de cusut

TONITZA

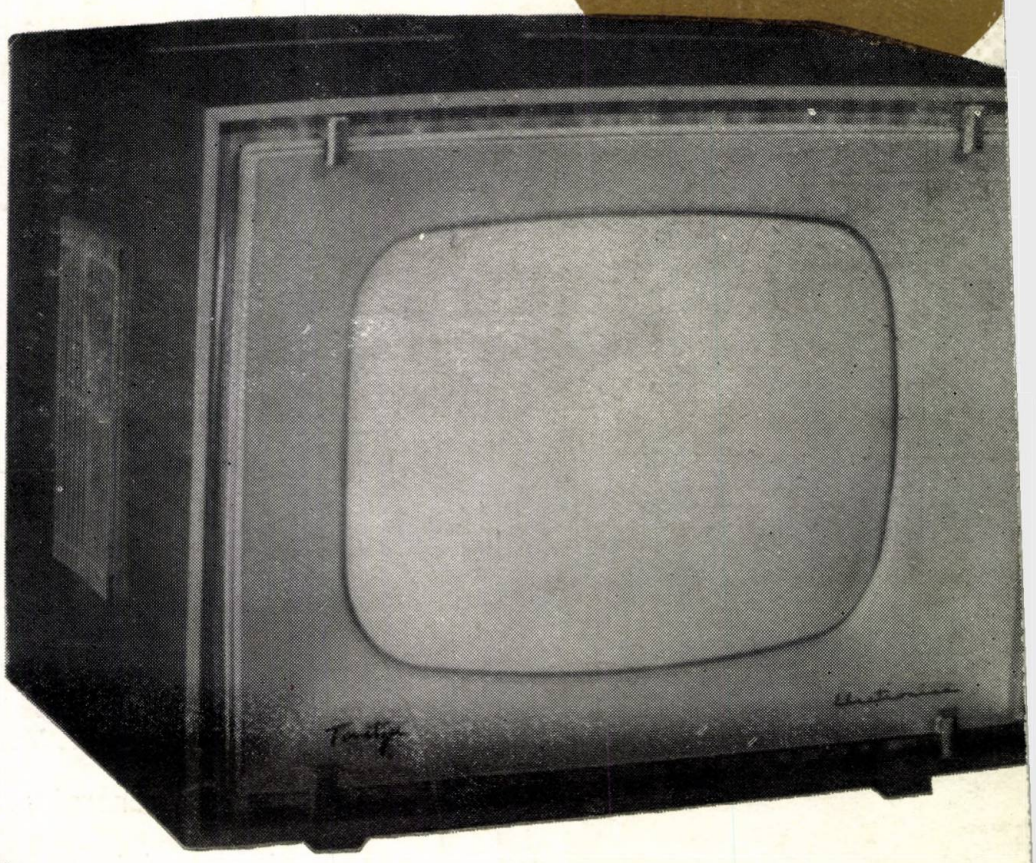
TONITZA

TONITZA

TONITZA

TONITZA

TONITZA



- *Un televizor realizat cu circuite imprimate.*
- *Linie elegantă; stabilitate remarcabilă în funcționare.*
- *Imagine de înaltă calitate.*
- *Comutator de canale cu 12 poziții*
- *Diagonala ecranului de 43 cm*
- *16 tuburi electronice + 2 diode cu germaniu + 2 diode cu seleniu*
- *Tensiunile de alimentare: 120 V și 220 V*

PRODUS DE UZINELE

Electronica

44201

Lei 5